



**Escola Politècnica Superior
d'Enginyeria de Manresa**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Universitat Politècnica de Catalunya

Escola Politècnica Superior d'Enginyeria de Manresa

Control digital d'un motor d'inducció

Marc Porti Suárez

Dirigit per:

Joan Bergas Jané

Juny de 2013

Vull donar les gràcies a Joan Bergas Jané, el meu tutor en aquest Treball de Fi de Grau, per la seva ajuda imprescindible i les hores que ha dedicat a ajudar-me a realitzar aquest treball, ja que sense el seu consell no hagués estat possible aquest resultat; a Rosa Giménez Cladellas pel seu suport i per les hores incomputables que ha dedicat a la correcció ortogràfica d'aquest treball; a tots els amics i companys que m'han mostrat el seu suport i m'han ajudat quan ho he necessitat; i, finalment, a la meva família, que sempre ha estat al meu costat, sobretot després de llargues i denses hores de feina.

A tots ells els vull manifestar el meu més sincer agraïment.

Marc PORTI

Abstract

This project is about how to control asynchronous motors (induction motor). Induction motors are more economic and efficient than longtime used continuous current motors (DC motors). Because of that, induction motors became major candidates to substitute the older DC motors. The only problem is that this type of motor has a very different kind of response compared to the DC motor. With the massive cost reduction of electronics, many control methods became money worth to use with induction motors, which now can perform duties as a DC motor would perform in a more economical and efficient way. The main objective is to understand main aspects about how to control the induction motors and what to obtain from that control.

This project contents an analysis of two of the main control methods: the scalar control and the vector control, also known as field orientation control. Along with these methods, basic concepts are explained in order to understand how the control works. After all the proper explanations and the additional methods brief mentions, simulations are being run in order to observe the real result of this control methods. The performance of the motor running under the control will be discussed and analyzed with multiple figures that will show different parameters of the motor.

This project wants to create a basis on basic induction motor control, with the knowledge exposed in this project along with the correct electronic hardware and skills, all these control may be possible to apply in a DSP based interface. By this way, the control method could be used in order to control a real induction motor responding as it has done during the simulation part of this project.

Índex

1. Introducció	6
1.1 Antecedents	6
1.2 Motivació.....	6
1.3 Objectius	7
1.4 Planificació i estructura de la memòria.....	7
2. El motor d'inducció i la transformada de Park.....	8
2.1 El motor d'inducció	8
2.1.1 Característiques constructives i principis de funcionament	8
2.1.2 Conceptes i equacions sobre el comportament del motor d'inducció	10
2.2 La transformada de Park	14
2.3 El controlador PID	16
2.3.1 Funcionament del PID	16
2.3.2 Funcionament intern del PID	17
3. Mètodes de control.....	20
3.1 Control d'un motor d'inducció mitjançant el mètode de tensió/freqüència.....	20
3.1.1 Principis del mètode de tensió/freqüència.....	20
3.1.2 Implementació del mètode de tensió/freqüència	25
3.1.3 Aplicacions.....	26
3.2 Control Vectorial	27
3.2.1 Principis del mètode del control vectorial	27
3.2.2 Implementació del control vectorial	28
3.2.3 Aplicacions.....	31
3.3 Altres mètodes que cal mencionar	31
3.3.1 Direct Torque Control (DTC).....	31
3.3.2 Control de posició	34
4. Simulacions.....	36
4.1 Introducció a les simulacions	36
4.1.1 MATLAB.....	36
4.1.2 El model del motor.....	36
4.2 Simulació del mètode tensió/freqüència	40
4.3 Simulació del control vectorial.....	50
4.3.1 Simulació dels bucles de corrent.....	50
4.3.2 Simulació del bucle de velocitat.....	58

5. Conclusions.....	67
5.1 Anàlisi de resultats i assoliment d'objectius	67
5.2 Valoració i opinió.....	68
5.3 Treballs futurs	69
6. Bibliografia	70
6.1 Llibres consultats.....	70
6.2 Webgrafia	70
7. Documents annexos	72

1. Introducció

1.1 Antecedents

Existeixen diferents mètodes de control del motor d'inducció, els quals poden ser implementats de forma digital. Els motors d'inducció tenen un comportament característic, el qual necessita uns mètodes de control específics que han requerit un fort desenvolupament. Aquests motors són més barats que els motors de corrent continu, tant en costos de fabricació com en costos de manteniment que els motors als quals estan substituint en la majoria de les seves aplicacions. La qüestió és que per poder regular un motor d'inducció de la mateixa manera que es regula un motor de corrent continu és necessari implementar un mètode de control molt més avançat i complex que el que pot requerir un motor de corrent continu.

Els motius pels quals el motor d'inducció és més econòmic que el motor de corrent continu, com ja s'ha esmentat anteriorment, són principalment els seus costos de manteniment i de fabricació ja que els motors d'inducció trifàsics no necessiten escombretes per induir el camp magnètic. Una altra característica que fa que els motors d'inducció siguin més econòmics és la seva eficiència, que supera la d'un motor de corrent continu.

Però no tot són avantatges, els motors de corrent altern de cap forma es comporten com un motor de corrent altern sense la necessitat d'electrònica. D'altra banda, el preu de l'electrònica actual fa que els costos de controlar un motor d'inducció siguin molt baixos, ja que qualsevol averia a la part electrònica del motor es pot solucionar substituint tots els components electrònics a un cost molt baix. És per això que la regulació i el control de motors d'inducció és un repte que requereix molt desenvolupament, a partir del qual es pot aconseguir que un motor d'inducció actuï com ho pot fer un motor de corrent continu.

1.2 Motivació

Durant molts anys s'han estat desenvolupant diferents mètodes de control dels motors d'inducció, la qual cosa ha permès el resultat actual de control. És per això que, per posar en pràctica i poder observar la seva eficàcia i funcionament, s'ha cregut oportuna la realització d'aquest treball.

1.3 Objectius

Els objectius principals d'aquest treball són els següents:

1. Exposar els mètodes de control que s'apliquen als motors d'inducció trifàsics com el control escalar i el control vectorial, d'una forma ampla i comprensiva.
2. Fer menció d'altres mètodes de control com són el control directe de parell i el control de velocitat.
3. Implementar els mètodes de tensió/freqüència i control vectorial en forma de simulació, observant-ne i estudiant-ne el comportament i exposant-los d'una forma comprensiva.
4. Observar els resultats dels controls aplicats sobre el model del motor d'inducció trifàsic.

1.4 Planificació i estructura de la memòria

Per tal d'entrar en matèria, es realitzarà una explicació sobre el motor d'inducció, de la transformada de Park i dels controladors PID, necessària per a comprendre els mètodes de control que s'exposaran en aquest Treball de Fi de Grau.

Després del preàmbul, s'explicaran els mètodes de control tensió/freqüència i control vectorial, de tal forma que posteriorment es pugui comprendre la simulació que es durà a terme amb cadascun d'ells. També s'observaran altres mètodes de control per observar les possibilitats que ofereix el control dels motors d'inducció.

Finalment, es duran a terme les simulacions del control tensió/freqüència i del control vectorial, observant diferents casos per tal d'observar amb detall el comportament del motor davant de cada control. Cal esmentar que, per dur a terme les simulacions, s'utilitzarà el programa Simulink, el qual forma part del programa MATLAB. Aquest programa té un gran potencial per aconseguir simulacions que simulen amb una enorme qualitat respecte a un model real.

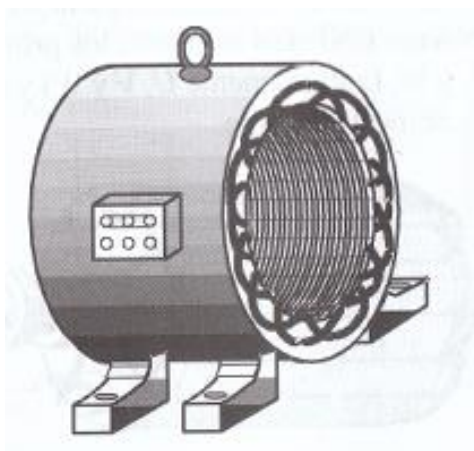
2. El motor d'inducció i la transformada de Park

2.1 El motor d'inducció

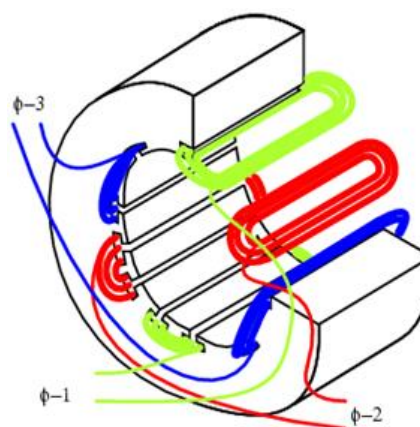
2.1.1 Característiques constructives i principis de funcionament

El motor d'inducció, també conegut com a motor asíncron trifàsic, és un motor elèctric que funciona amb corrent altern. En aquest treball, com que es treballa amb un motor trifàsic, es necessiten tres fases de corrent altern.

El motor d'inducció està format per un estator i un rotor. L'estator és la part de la màquina on es troben les bobines inductores, les quals estan desfasades entre si 120° en l'espai de l'estator. Per les bobines de l'estator hi circulen els corrents trifàsics equilibrats, desfasats 120° . D'aquesta manera, podem induir un camp magnètic que envolta el rotor. Aquest camp magnètic variable indueix una tensió al rotor segons la llei de la inducció electromagnètica basada en les observacions experimentals de Michael Faraday, que diu que qualsevol conductor que es mogui dins d'un camp magnètic indueix una tensió.



Imatge 2.1 Estator d'un motor d'inducció¹



Imatge 2.2 Bobinats de l'estator²

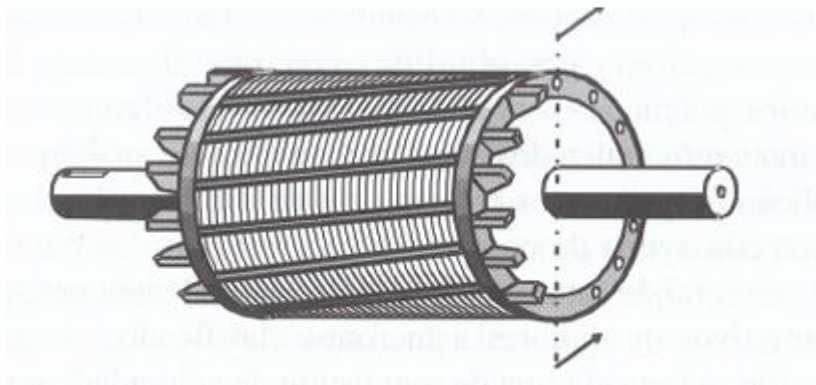
El rotor, a diferència del que podem observar en altres màquines elèctriques, està aïllat elèctricament de l'estator del motor d'inducció. El rotor és conductor i està curtcircuitat en els seus extrems. D'aquesta forma, es pot obtenir un efecte conegut com l'efecte Laplace, que és l'efecte produït per un conductor pel que circula un corrent elèctric, que immers en un camp

¹ FRAILE MORA, Jesús. *Máquinas eléctricas*. Madrid: McGraw-Hill, 2008. Pàg. 289. ISBN 9788448161125

² "Telsa polyphase induction motors" [en línia]. A: *The All About Circuits Site*. S.L.: All About Circuits, 2003. <http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_13/7.html>

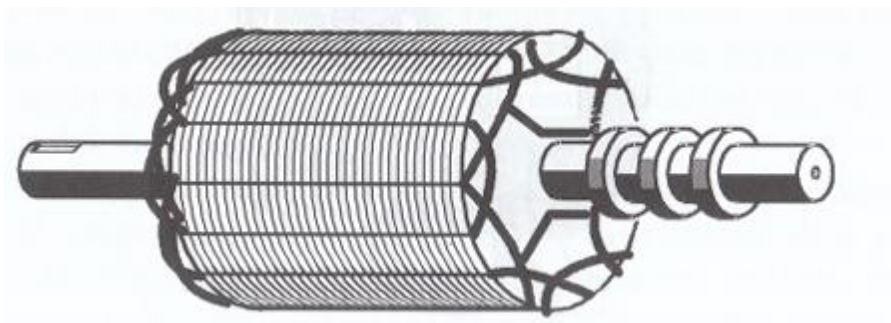
magnètic experimenta una força que tendeix a posar-lo en moviment. Hi ha dos tipus de rotor, el rotor de gàbia d'esquirol i el rotor bobinat:

- El rotor de gàbia d'esquirol està format per un conjunt de barres conductores muntades paral·lelament entre elles i unides pels extrems per tal de curtcircuitar el rotor. Aquesta configuració aporta un aspecte de gàbia d'esquirol al rotor del motor, per això va adquirir aquest nom.



Imatge 2.3: Rotor de gàbia d'esquirol³

- El rotor bobinat disposa d'una sèrie de conductors bobinats sobre ell en una sèrie de ranures de la seva superfície. Aquest bobinat es construeix amb el mateix nombre de pols que l'estator. Aquest bobinat té un avantatge respecte la gàbia d'esquirol: permet utilitzar resistències d'arrencada per tal de modificar tant la velocitat com el parell d'arrencada, així com reduir el corrent d'arrencada.



Imatge 2.4: Rotor bobinat⁴

³ FRAILE MORA, Jesús. *Máquinas eléctricas*. Madrid: McGraw-Hill, 2008. Pàg. 290. ISBN 9788448161125

⁴ FRAILE MORA, Jesús. *Máquinas eléctricas*. Madrid: McGraw-Hill, 2008. Pàg. 290. ISBN 9788448161125

Aquest tipus de rotor és més costós de fabricar i de mantenir que el rotor de gàbia d'esquirol, i ha d'estar construït amb una precisió elevada per tal que funcioni correctament.

2.1.2 Conceptes i equacions sobre el comportament del motor d'inducció

En aquest estudi, motor d'inducció sempre s'utilitzarà funcionant com a motor, és a dir, sempre serà alimentat i mai s'utilitzarà com a generador, ja que, com a màquina elèctrica que és, el motor d'inducció pot entregar potència enlloc de consumir-la. Per poder-lo fer treballar com a generador, el motor d'inducció ha de superar la velocitat de sincronisme, i com que, en aquest cas, treballarà com a motor, no passarà d'aquesta velocitat.

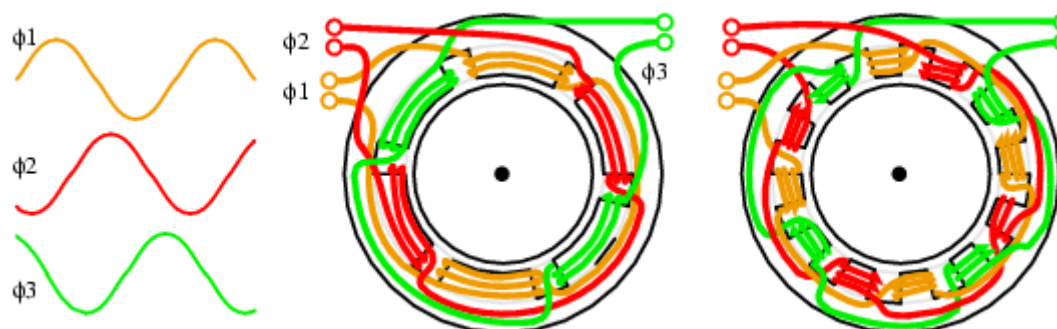
La velocitat de sincronisme és un paràmetre que depèn de forma directa de la freqüència i del nombre de parell de pols de què la màquina disposi. Aquesta velocitat de sincronisme ve definida per la següent expressió:

$$n_{sinc} = \frac{60f_e}{p}$$

On f_e equival a la freqüència de la xarxa en Hz, i p equival al nombre de parells de pols de la màquina.

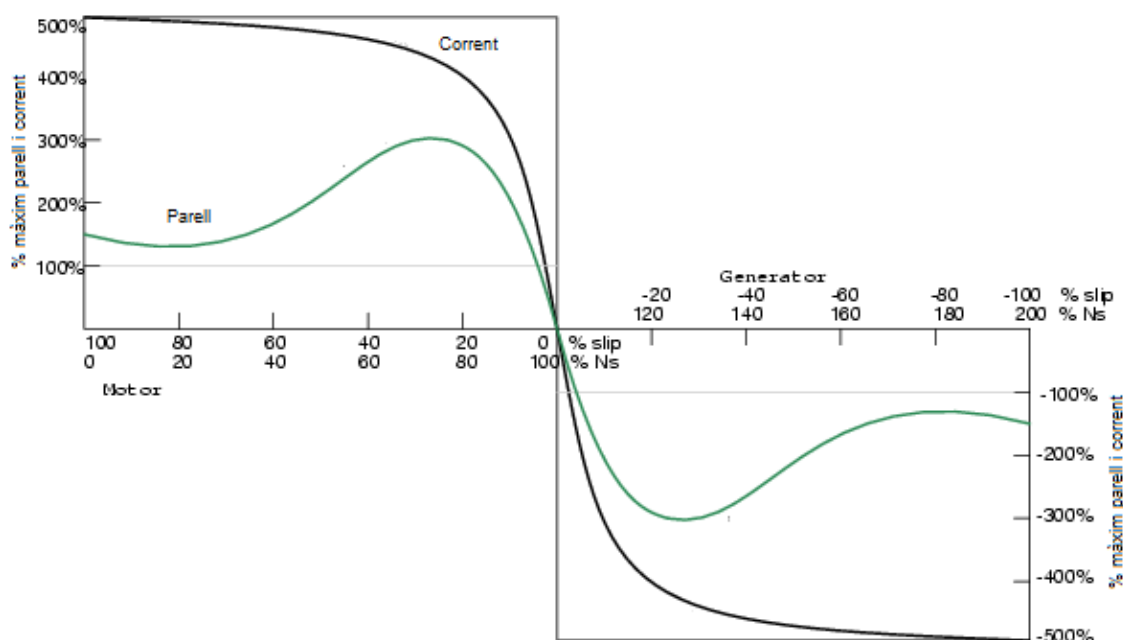
Com a exemple de la formula anterior, es pot comprovar que un motor d'inducció amb un sol parell de pols per fase treballant a 50Hz tindrà una velocitat de sincronisme de 3000 rpm. Aquest valor únicament marca el punt a partir del qual el motor passaria a actuar com a generador, ja que el sentit del flux de potència canvia i passa a entregar corrent a la xarxa.

El punt on s'assoleix la velocitat de sincronisme és un punt en el que el motor no pot desenvolupar cap mena de parell. Així doncs, un motor d'inducció treballant a màxima velocitat funcionant com a motor no arribarà mai a la velocitat de sincronisme, ja que s'aproximarà al punt on no hi ha diferència entre la rotació del camp magnètic produïda pels corrents alterns i la velocitat del rotor. Per tant, des del punt de vista del rotor, el sistema equivaldria al sistema rotor-estator d'un motor parat a la velocitat de sincronisme.



Imatge 2.5: Diferència de nombre de pols de l'estator⁵

Mentre que el motor del centre de la imatge té un sol parell de pols per fase, el motor de la dreta en té el doble. Aquest fet provocarà que la velocitat a una freqüència determinada serà de la meitat per al motor de la dreta respecte al motor amb un sol parell de pols.



Imatge 2.6: Corba de parell velocitat d'un motor d'inducció, el punt de 0 lliscament ens mostra el punt de sincronisme⁶

El lliscament d'un motor d'inducció expressa la diferència entre la velocitat del camp magnètic giratori (n_s) i la velocitat de gir del rotor de la màquina (n).

⁵ "Telsa polyphase induction motors" [en línia]. A: *The All About Circuits Site*. S.L.: All About Circuits, 2003. <http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_13/7.html>

⁶ "Telsa polyphase induction motors" [en línia]. A: *The All About Circuits Site*. S.L.: All About Circuits, 2003. <http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_13/7.html>

El lliscament absolut correspon a l'expressió: $n_2 = n_f - n$

El lliscament es representa de forma comú en tant per 1 o en %. L'expressió que ens aporta aquest valor és la següent:

$$s = \frac{nf - n}{nf}$$

Aquest valor en un motor d'inducció funcionant com a motor sempre ha d'estar entre 0 i 1, però mai assoleix el valor de 0 ja que aquest correspon a la velocitat de sincronisme, velocitat a la qual aquest motor no pot arribar per les seves característiques constructives i de funcionament.

Per tal de realitzar el control, és necessari observar i conèixer les equacions que defineixen el comportament del motor d'inducció. Abans de veure les equacions, però, és necessari especificar unes condicions que idealitzen les equacions:

- Es considera una màquina equilibrada i sense cap pèrdua.
- És una màquina amb un sol parell de pols.
- No es consideren pèrdues de flux al ferro, ja que es considera que la seva permeabilitat magnètica és infinita.

Les equacions que defineixen el comportament de la màquina són les següents:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}$$

Els termes de l'equació són els següents:

$$V_s = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad V_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad i_s = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad i_r = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Vectors de tensió i corrent 3x1

Com que el rotor està en curtcircuit, les tensions del rotor són nul·les. Els següents paràmetres de l'equació consisteixen en matrius 3x3:

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{sd} + M & -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & L_{sd} + M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M & L_{sd} + M \end{bmatrix}$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{rd} + M & -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & L_{rd} + M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M & L_{rd} + M \end{bmatrix}$$

$$M_{sr} = \begin{bmatrix} M \cos(\theta_m) & M \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta_m) & M \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta_m) \end{bmatrix}$$

$$M_{rs} = \begin{bmatrix} M \cos(\theta_m) & M \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta_m) & M \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta_m) \end{bmatrix}$$

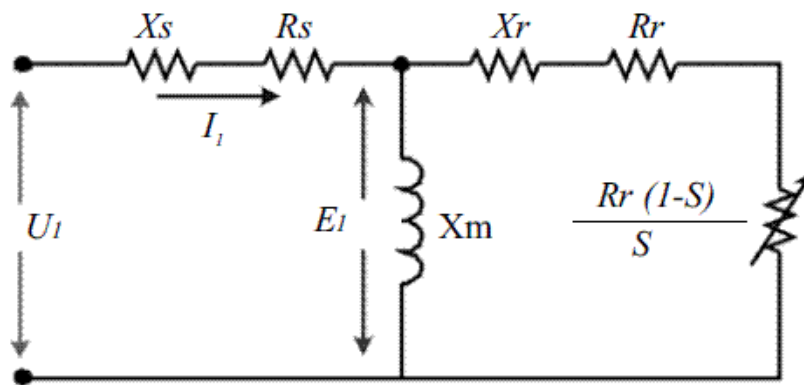
Per tal de conèixer el parell de la màquina és necessari conèixer les intensitats instantànies que circulen per cadascun dels sis debanats (tres de l'estator i tres del rotor) així com l'angle de separació entre el debanat de l'estator i el debanat del rotor.

$$T(t) = \frac{1}{2} [i]^t \frac{\sigma[M(\theta)]}{\sigma\theta} [i]$$

On M es la matriu d'acoblements del MI:

$$M = \begin{bmatrix} M_{ss} & M_{sr} \\ M_{rs} & M_{rr} \end{bmatrix}$$

Les condicions de la màquina, desafortunadament, no són ideals. Estudiant el seu circuit equivalent podem saber com afecten a aquest els diferents paràmetres que provoquen pèrdues. A continuació, es pot veure el circuit equivalent del motor d'inducció:



Circuit equivalent per fase del motor d'inducció

Del circuit anterior se n'han de diferenciar els següents elements:

- X_s i R_s representen la inductància i la resistència dels debanats de l'estator.
- X_r i R_r representen la inductància i la resistència dels debanats del rotor.
- $(R_r \cdot (1-s))/s$ representa una resistència fictícia en la qual es dissipa tota la potència transformada en potència mecànica total. Aquesta potència mecànica equival a la potència mecànica útil i a la potència mecànica consumida per a vèncer els fregaments.

2.2 La transformada de Park

La transformada de Park és un mètode matemàtic per poder transformar els components a , b i c , o els components r , s i t (segons la nomenclatura), que corresponen a un conjunt de variables trifàsiques (ja que es poden convertir tant tensions com corrents), a un sistema de

referència bifàsic que conté una fase d , una fase q i un valor de corrents homopolars anomenat "0".

Per tal d'obtenir les variables de Park, es multiplica el sistema trifàsic en forma de matriu per la matriu de Park, la qual ens transformarà els valors:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [X_r] = [T] \cdot [X] = [T] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_m) & -\sin(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Matriu de Park

De cara a alguns mètodes de control, és interessant el fet de poder referenciar les variables transformades en sincronisme, és a dir, transformar les variables de Park per tal que estiguin referenciades al rotor "girant" a la mateixa velocitat que aquest. D'aquesta manera, obtindrem uns valors constants de les variables de Park d i q , que passarem a anomenar D i Q .

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ 0 & -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Matriu Rotació o Matriu de Clarke

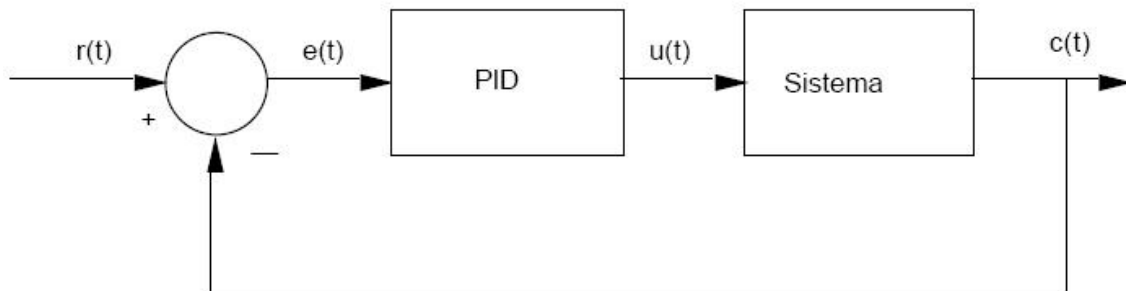
D'aquesta forma, obtindrem uns valors constants D i Q que estaran en quadratura en uns eixos de coordenades del rotor.

2.3 El controlador PID

2.3.1 Funcionament del PID

De cara, sobretot, al control vectorial, la implementació dels PID és molt important, ja que la seva implementació permet el càlcul de forma automàtica dels valors de consigna a aplicar al nostre sistema per tal d'obtenir la resposta desitjada.

Les sigles PID corresponen a l'acrònim del nom Proporcional Integral Derivatiu. Aquest sistema, a partir de la realització d'operacions bàsiques, és capaç d'obtenir el valor de consigna desitjat per a una sortida determinada del nostre sistema. L'esquema bàsic d'un sistema controlat amb PID és el següent:



Imatge 2.7: Esquema bàsic d'un sistema controlat amb un sol PID

El PID funciona d'una forma senzilla: primerament, es calcula l'error del sistema. Per fer-ho, al valor de consigna del sistema $r(t)$ se l'hi resta el valor de sortida del sistema $c(t)$, i, un cop realitzada aquesta operació, el valor que obtenim correspondrà a l'error d'aquest sistema. Aquest error és el valor que el PID necessita i que calcularà de forma automàtica la manera de reduir-lo a 0. És per això que a la sortida del PID obtindrem el valor $u(t)$, que provocarà que el sistema treballi segons la nostra consigna.

Vegem un cas pràctic per a una millor comprensió:

- Suposem que el sistema és un motor de corrent continu.
- Suposem que la consigna és la velocitat.
- Suposem que el PID controla la tensió d'alimentació del motor.

S'introdueix una velocitat X de consigna al sistema, que serà la velocitat de gir desitjada del motor. Se suposa també que el sistema està girant a la velocitat de consigna i l'error és 0.

En cert moment, s'augmenta la càrrega del motor, cosa que provoca una reducció de la velocitat. En aquest moment, la velocitat de consigna X és major que la velocitat real de gir, per la qual cosa obtenim un error al restar la velocitat real de gir a la velocitat de consigna.

De forma automàtica, el PID calcularà la nova tensió de sortida per tal que l'error sigui 0, és a dir, que el motor giri a la velocitat de consigna estipulada per l'usuari. De forma explicativa, el que farà el PID al tenir un error positiu serà augmentar el valor de sortida, en aquest cas la tensió d'alimentació. En un cas d'error negatiu, el PID calcularà la nova tensió, que serà una reducció d'aquest valor per tal d'estabilitzar l'error del sistema.

2.3.2 Funcionament intern del PID

El PID efectua internament 3 operacions bàsiques:

- La part proporcional: $u1 = Kp e(t)$
- La part integral: $u2(t) = \frac{Kp}{Ti} \int_0^t e(t) dt$
- La part derivativa: $u3(t) = Kp Td \frac{de}{dt}$

On $e(t)$ correspon a l'error, Kp correspon a la constant de proporcionalitat. Addicionalment, tenim dues constants més, definides per la següent equació:

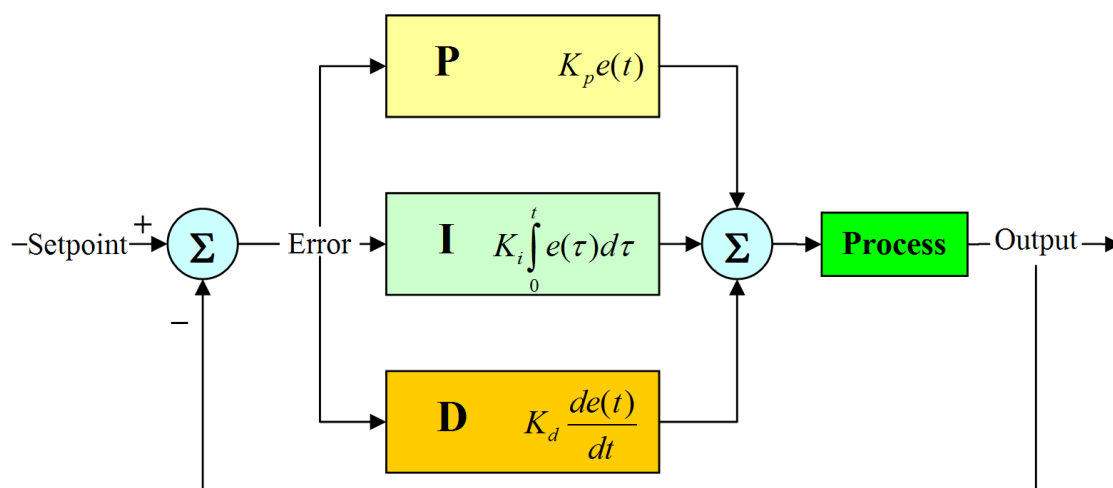
- Constant integral: $Ki = \frac{Kp}{Ti}$
- Constant derivativa: $Kd = Kp Td$

Els valors anteriorment esmenats Kp , Ki i Kd són els que cal ajustar de forma manual, ja sigui amb mètodes de prova i error o amb mètodes fonamentats matemàticament, per tal d'obtenir la resposta desitjada del nostre PID.

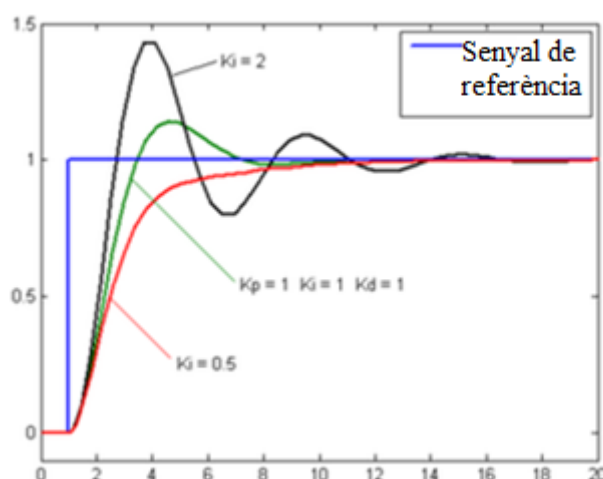
Un cop obtingut l'error, el PID calcula, per a cadascuna de les operacions $u1$, $u2(t)$ i $u3(t)$ corresponents a les parts proporcional integral i derivativa, un nou valor de consigna. Aquests

valors, un cop calculats, se sumen per tal d'obtenir la consigna que s'ha d'aplicar per reduir l'error a 0.

Un cop vistes les equacions que defineixen el PID, aquest és l'esquema intern:



Imatge 2.8: Esquema intern del PID integrat en un sistema⁷



Imatge 2.9: Representació del comportament d'un PID segons la sintonització de les variables davant d'una consigna de tipus graó en un sistema⁸

Així doncs, és necessari ajustar les variables del PID per tal d'obtenir un senyal de sortida òptim i estable, ja que s'està actuant directament sobre el temps de resposta. Per una banda,

⁷ GUÍTEZ, Iñigo. "PID en Step7: Ejemplo de control de temperatura" [en línia]. A: Programación SIEMENS. S.l.: Wordpress, 2013. <<http://programacionsiemens.com/pid-en-step7/>>

⁸ "PID controller" [en línia]. A: Wikipedia, The Free Encyclopedia. Estats Units: Wikipedia, The Free Encyclopedia, 2013 <http://en.wikipedia.org/wiki/PID_controller>

un senyal massa ràpid pot tenir un valor màxim massa superior al valor de consigna, així com inestabilitat del sistema. Per l'altra, un temps de resposta massa lent provocarà que els temps per arribar al valor de consigna no seran prou breus per obtenir una resposta òptima del sistema.

Cal comentar que en els PID que es definiran en els mètodes de control d'aquest treball només es tindran en compte els components Proporcional i Integral del PID, per la qual cosa es treballarà amb PI però se seguiran anomenant PID. El motiu pel qual es prescindeix del component Derivatiu és perquè al tractar-se de valors mesurats, aquests poden contenir soroll i alterar els valors. Això provocaria una mala actuació del PID, de forma que augmentaria la imprecisió i possiblement augmentaria el temps de resposta del sistema.

3. Mètodes de control

3.1 Control d'un motor d'inducció mitjançant el mètode de tensió/freqüència

3.1.1 Principis del mètode de tensió/freqüència

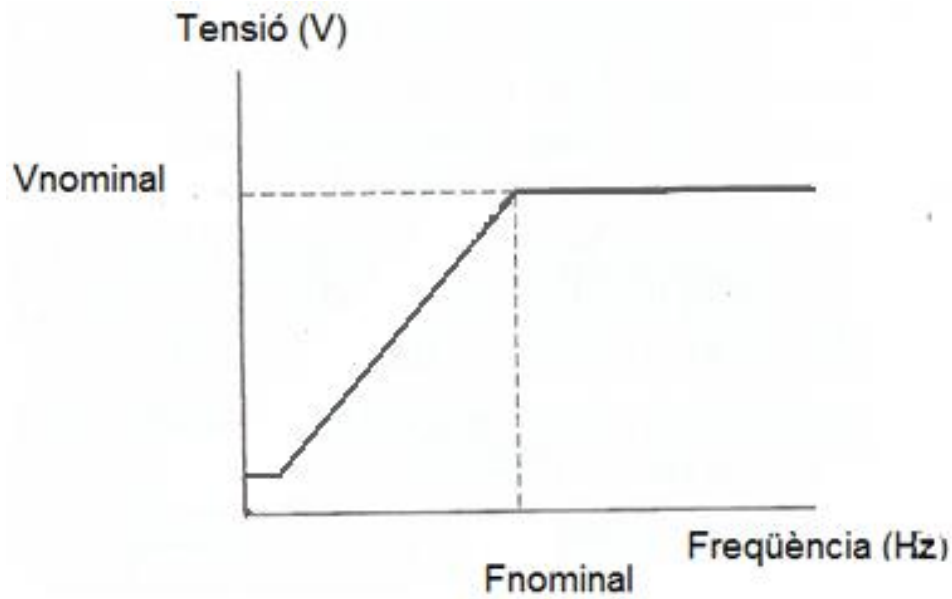
El mètode de tensió/freqüència, també conegut com a control escalar, és un mètode de control que s'utilitza en aplicacions on és important mantenir el flux al llarg del rang de revolucions, sobretot al rang mitjà i superior de revolucions.

Aquest mètode de control es basa en el control del motor a partir d'una relació de tensió i freqüència. Si es desenvolupen les equacions del motor d'inducció s'arriba fins al punt en el qual es demostra que el camp magnètic del rotor es manté constant per una relació de tensió i freqüència constant.

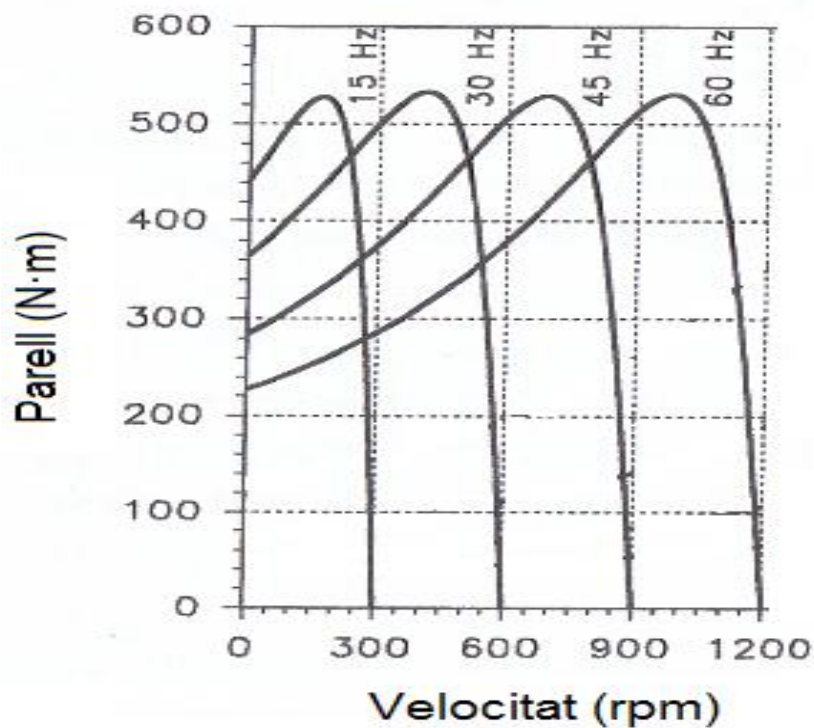
Un motor connectat directament a la xarxa treballarà únicament en un punt concret en funció de les seves característiques tècniques. Si s'arrenca directament un motor de la xarxa, s'obtidran uns pics de corrent de diverses vegades el corrent nominal del motor corresponent a aquest en un estat de règim permanent.

➤ Arrencada a parell constant:

Al moment inicial s'aplica una petita tensió fins a un cert valor de freqüència. A partir del valor que s'escull, es passa a complir l'estricta proporcionalitat V/f fins al punt que s'assoleix la tensió i freqüència nominal. Això permet mantenir el parell en tot el rang de revolucions, obtenint així una potència proporcional al parell multiplicat per les revolucions del motor. D'aquesta manera, es reduiran de forma considerable les intensitats de pic del motor i s'evitaran vibracions durant l'arrencada del motor, que en poden disminuir la vida útil. També es pot mantenir de forma considerable la velocitat del motor quan aquest passa de treballar en buit a treballar amb càrrega, ja que estem treballant en un punt on la corba de parell té un pendent molt pronunciat.



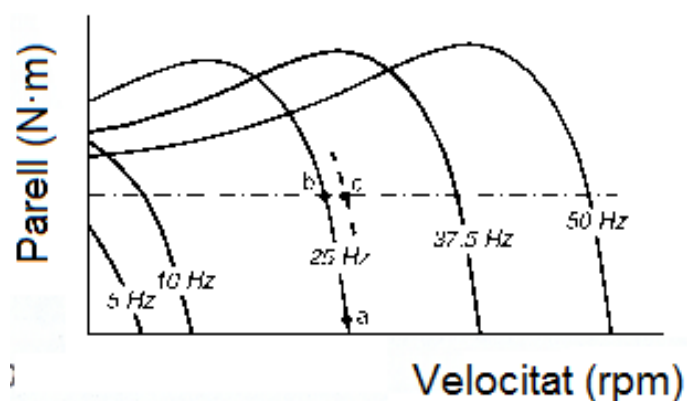
Imatge 3.1: Relació de tensió freqüència⁹



Imatge 3.2: Gràfica de parell velocitat en funció de la freqüència, sense debilitament de camp¹⁰

⁹ TRZYNADLOWSKI, Andrzej. *Control of induction motors*. Florida: Academic Press, 2001. Pàg. 99. ISBN 0127015108

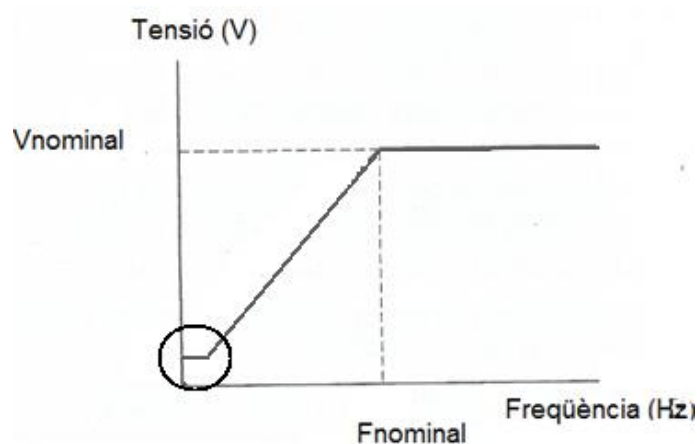
¹⁰ TRZYNADLOWSKI, Andrzej. *Control of induction motors*. Florida: Academic Press, 2001. Pàg. 99. ISBN 0127015108



Imatge 3.3: Diferents corbes de parell/velocitat durant l'arrencada mitjançant el mètode V/f. S'aprecia la tendència de mantenir constant el parell

Aquest mètode de control permet, modificant la relació de V/f , treballar en condicions diferents a les nominals, és a dir, treballar amb una relació de V/f diferent. El parell es manté constant sempre que la relació V/f sigui constant. Augmentant la relació, s'augmenta el parell a una mateixa velocitat i tot el contrari passarà si la disminuïm. Gràcies a això, es pot treballar a altes velocitats.

El parell a baixes voltes pot ser insuficient per a una arrencada amb una càrrega considerable, pel què, al moment inicial de l'arrencada, s'aplica una petita pujada de tensió, fet que eleva la relació de V/f durant uns instants per obtenir més parell d'arrencada. Això es fa donant un 20% de tensió nominal de forma constant fins a arribar al 20% de la freqüència. A partir d'aquí, es mantindrà la relació V/f constant fins a arribar a la tensió i freqüència nominals.



Imatge 3.4: Boost de tensió¹¹

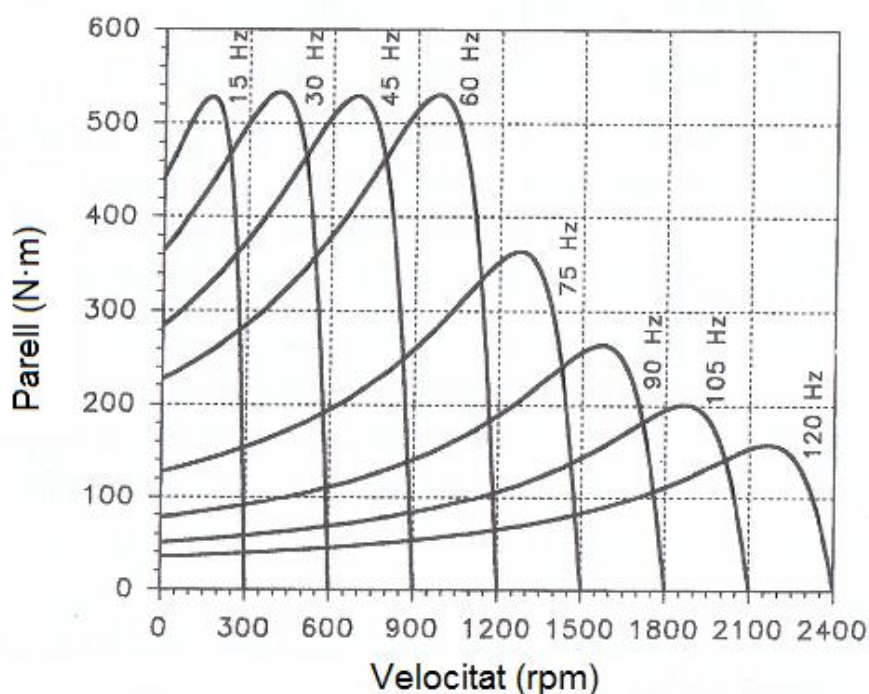
¹¹ TRZYNADLOWSKI, Andrzej. *Control of induction motors*. Florida: Academic Press, 2001. Pàg. 99. ISBN 0127015108

Mitjançant aquest mètode de control es pot obtenir una arrencada amb un alt parell a baixes revolucions i mantenir-lo fins al punt de treball del motor, així com trobar un equilibri entre parell i velocitat.

Fins ara, hem vist com el motor treballa a la zona dins la freqüència nominal i fins on el parell es pot mantenir constant. A continuació, es veurà com es pot regular el motor per treballar per sobre de les velocitats de sincronisme seguint treballant com a motor:

- Velocitat superior a la nominal a potència constant:

Un cop assolida la velocitat nominal del motor (a tensió nominal i a freqüència nominal), es pot treballar a la zona de potència constant. En aquest punt hi ha l'obligació de debilitar el camp, és a dir, de reduir la relació de V/f . Conseqüentment, el parell que s'obtindrà disminuirà com més augmenti la velocitat. Com ja se sap, la potència depèn del parell multiplicat per les revolucions. En aquesta zona de treball, encara que es disminueixi el parell i s'augmenti la velocitat, aquests queden en una relació que permet mantenir la potència.

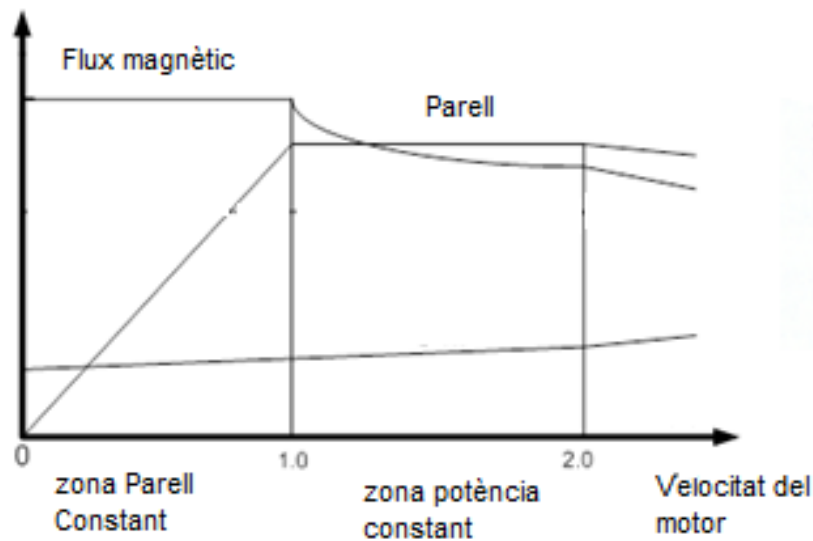


Imatge 3.5: Gràfica que mostra corbes de parell per sobre de la freqüència nominal¹²

¹² TRZYNADLOWSKI, Andrzej. *Control of induction motors*. Florida: Academic Press, 2001. Pàg. 99. ISBN 0127015108

➤ Zona d'alta velocitat:

Arribats a un punt on la potència ja no es pot mantenir constant degut a que el debilitament de camp esdevé tant elevat que el parell disminueix de forma més pronunciada i la relació de parell velocitat comença a disminuir, s'entra en una zona on s'obtenen altes velocitats però en un punt on ja no es pot obtenir un parell elevat de cap de les maneres, cosa que implica que es podrà fer girar el motor fins a una velocitat que vindrà marcada per una tendència.



Imatge 3.6: Flux magnètic i parell en les diferents regions. La velocitat està expressada en X vegades la velocitat nominal

Aquest mètode és ideal per a ser implementat en llaç obert, ja que les variacions de càrrega no afecten de forma dràstica al comportament del motor, cosa que permet tenir programat el control sense necessitar dades posteriors del comportament del motor, perquè se sap del cert que aquest patirà unes variacions mínimes de velocitat en funció de la càrrega.

És necessari que el motor disposi de ventilador auxiliar, ja que a baixes revolucions generant un parell elevat amb corrents elevades és imprescindible una bona refrigeració per a no malmetre el motor, ja que un motor simplement acoblat a l'eix de la màquina no serà eficient en refrigeracions a baixes revolucions, i les pèrdues del motor seran tant elevades a baixes revolucions com ho poden ser a altes revolucions, sent fins i tot superiors al moment de l'arrencada.

3.1.2 Implementació del mètode de tensió/freqüència

Aquest mètode de control és implementat totalment en llaç obert, que significa que no tindrà cap bucle de corrent. Primerament, s'ha de definir la consigna, que en aquest cas es tractarà d'una consigna de freqüència en referència a la velocitat desitjada del motor. Un cop definida la consigna, és necessari processar aquest valor per tal de poder calcular les tensions V_d i V_q de sortida. De cara a una variació de velocitat (ja sigui una arrencada o una frenada), és necessari que aquest valor no es tracti d'un impuls, ja que el valor de consigna serà canviat de forma immediata, cosa que provocarà un senyal quadrat, el qual conté senyals infinits, la qual cosa provocaria haver de saltar d'un valor de freqüència a un altre de forma instantània, així com al seu corresponent valor de tensió de forma tanmateix instantània. És per això que és necessària la creació d'una funció lineal amb un pendent que dependrà del temps de durada de la funció des del punt inicial fins al valor final de freqüència, on aquest valor s'estabilitzarà i esdevindrà un valor constant. Cal especificar que el fet d'utilitzar variables de Park V_d i V_q és degut a la simplificació de càlcul de les tensions d'alimentació del motor, ja que posteriorment aquestes seran convertides a tensions trifàsiques mitjançant l'inversa de la matriu de Park.

Un cop obtingut el valor de consigna, doncs, és necessari calcular un senyal de tensió V_d i V_q desfasades 90° entre elles amb unes característiques concretes per tal de complir els requeriments del mètode. Així doncs, s'ha d'obtenir un senyal amb una proporció V/f constant per mantenir el camp magnètic de la màquina constant mentre es treballa en la zona de parell constant. D'altra forma, no s'aconseguirà un parell més constant, tot i que a la pràctica el que s'aconsegueix és suavitzar el parell ja que mantenir-lo constant és extremadament complicat treballant en llaç obert.

Hi ha una zona de treball en la que el camp magnètic de la màquina no pot romandre constant per tal de poder arrancar-la. Per aconseguir una bona arrencada, s'ha d'alimentar la màquina amb un 20% del valor total de tensió entre el 0 i el 20% del valor màxim de freqüència. Explicat amb exemples pràctics, això representa que per un sistema amb una tensió màxima de 400V i 50Hz de freqüència s'ha d'alimentar el motor a 80V mentre la freqüència creix entre 0 i 10Hz.

Un cop passats els valors esmentats anteriorment, la proporció V/f s'ha de mantenir constant fins a arribar al punt de màxima tensió. A partir d'aquest punt, ja es pot augmentar la freqüència i, en conseqüència, debilitar el camp magnètic, cosa que provoca un augment de velocitat amb una pèrdua de parell, que fins a cert punt no disminuiria la potència. D'aquesta

forma, es poden aconseguir altes velocitats d'un motor, fins al punt que la potència també comença a disminuir, fet que provoca que la dificultat d'arribar a una velocitat determinada augmenti, així com el consum de la màquina.

3.1.3 Aplicacions

En l'actualitat, el mètode de tensió freqüència és sobretot emprat en situacions on el cost d'aplicar el control vectorial no es justifica, així com en aplicacions com per exemple bombes elèctriques o sistemes de ventiladors, i és sobretot requerit per a motors que no necessitin precisió.

El mètode es pot implementar en motors que tinguin un funcionament molt continuat, treballant sempre en unes condicions força constants, així com en situacions on és necessària la reducció dels corrents durant arrencades i períodes transitoris del motor, ja que el mètode millora notablement el comportament de la màquina. Així doncs, motors que treballin amb canvis de consigna molt progressius, podran beneficiar-se d'aquest mètode de control, ja que, com es podrà veure en l'apartat de simulacions, aquest mètode de control en llaç obert provoca algunes oscil·lacions durant acceleracions ràpides.

Aquest mètode, doncs, és utilitzat en la indústria degut a la seva simplicitat i baix cost. Un avantatge que té és el fet que no hi pot haver cap error de lectura ja que no s'efectuen lectures treballant en llaç obert. Aplicacions on es controla únicament la velocitat, independentment del parell, també són situacions que permeten utilitzar aquest mètode de control. Com que la màquina sempre tendeix al parell mínim per assolir el parell desitjat, és necessari utilitzar aquest mètode de control en llaç tancat.

3.2 Control Vectorial

3.2.1 Principis del mètode del control vectorial

El control vectorial és un mètode de control que s'utilitza principalment en aplicacions de precisió i per a extreure el màxim control de parell en qualsevol rang de revolucions, fins i tot amb la màquina en estat estacionari. Tot i així, actualment és el mètode de control més emprat per a qualsevol mena d'aplicació.

Cal esmentar el fet que existeixen un gran nombre de formes de realitzar un control vectorial, però aquest treball se centra en el control vectorial de camp orientat. Aquest mètode de control es basa en l'extrapolació de la tècnica de control dels motors de corrent continu a l'àmbit dels motors d'inducció. S'ha de referenciar el sistema trifàsic de corrents estatòriques a un sistema de coordenades no estacionari que gira sincrònicament amb el camp magnètic del rotor. Aquest nou sistema és pot tractar com a un sistema de vectors rotacionals, d'aquí el nom de control vectorial.

Existeixen dues tècniques diferents de control vectorial:

- Control vectorial directe
- Control vectorial indirecte

La tècnica que s'empra en aquest treball és la del control vectorial indirecte, molt més senzilla però no menys útil. La diferència entre els dos mètodes és que en el control vectorial directe s'ha de modificar el motor d'inducció per tal de poder mesurar el camp magnètic, mentre que en el control vectorial indirecte aquest camp magnètic es pot estimar a partir de les lectures de les intensitats del estator. A més, en el control vectorial indirecte el flux del rotor i el parell són controlats en llaç tancat; l'únic paràmetre que es controla en llaç obert és la velocitat de la màquina, ja que és, en última instància, el paràmetre es regularà a voluntat. La resta de paràmetres esdevindran els òptims per a obtenir la velocitat de gir desitjada.

El control vectorial es basa en el control mitjançant els corrents de Park I_d i I_q . Aquestes variables interfereixen directament en els valors d'intensitat magnetitzant i de parell de la màquina. Un cop desenvolupades les respectives equacions, s'observa com la intensitat magnetitzant i el parell depenen directament d'aquestes variables:

$$T = \frac{M^2}{L_r} \cdot i_m \cdot i_{sq}$$

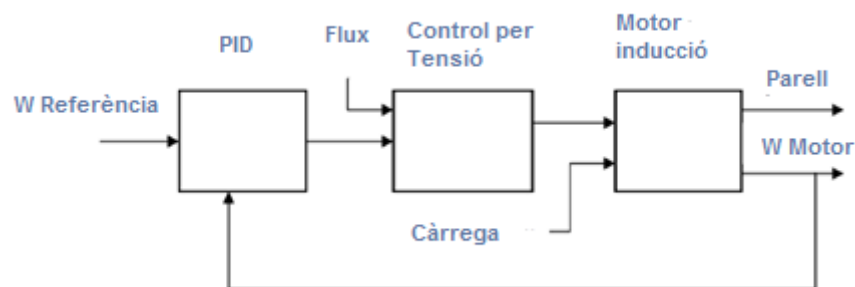
El parell depèn directament del corrent i_q , tal com es pot observar en l'equació corresponent. Al mateix temps, també depèn de la intensitat magnetitzant, la qual cosa significa que, per a una determinada intensitat magnetitzant, es podrà controlar el parell de forma directa només modificant el valor de i_q .

$$\frac{d}{dt} i_m = \frac{i_{sd} - i_m}{T}$$

La intensitat magnetitzant depèn directament del corrent i_d . Controlant el valor d'aquest corrent podem modificar de forma directa el valor del corrent magnetitzant.

A partir d'aquests corrents, mitjançant la corresponent Matriu de Clarke i la posterior transformada de Park, es poden modular les tensions trifàsiques per tal d'alimentar el motor. El llaç tancat permet aplicar consignes al sistema, que seran tractades pels PID per tal d'aconseguir una resposta determinada. Al següent apartat s'observarà com es duu a terme la implementació dels elements de control.

3.2.2 Implementació del control vectorial



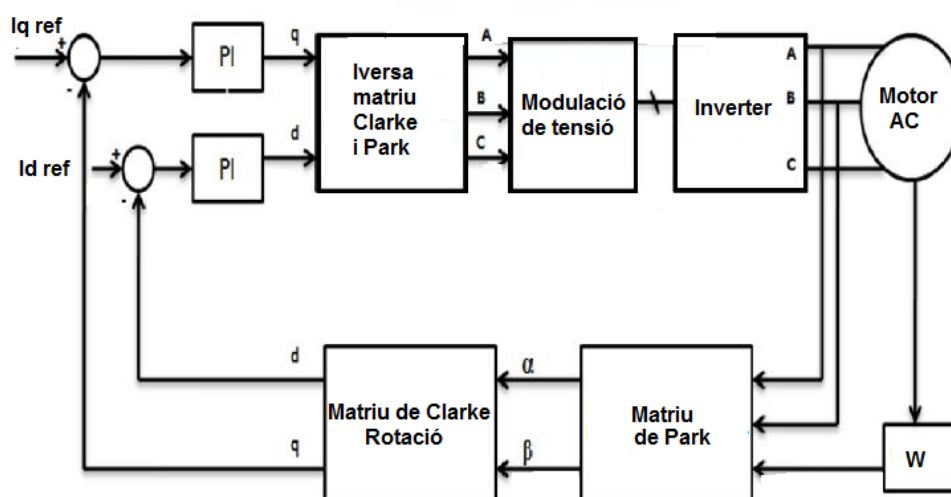
Imatge 3.7: Diagrama esquemàtic d'un llaç tancat

El primer pas per implementar el control vectorial és el de realitzar la lectura d'almenys dos dels tres corrents de l'estator, ja que, com que tots tres corrents han de sumar 0, amb dos valors de corrent podem estimar el tercer de forma ràpida.

A continuació, és necessari aplicar la transformada de Park per així obtenir els corrents I_d i I_q . Addicionalment, aquests corrents s'han de referenciar en sincronisme amb la velocitat del rotor, la qual cosa ens aportarà unes noves corrents ID i IQ ¹³.

A partir d'aquí, entren en joc els PID: un PID per a cadascun dels dos corrents calcularà la nova sortida per tal d'obtenir els corrents d'entrada al motor, necessaris per als valors de velocitat establerts. Cal recordar que en els PID del sistema només s'utilitzen els components Proporcional i Integral, el component derivatiu no s'utilitza.

De la forma que s'ha comentat, s'obtenen les tensions V_D i V_Q . Aquestes tensions han de ser transformades a tensions trifàsiques referenciades a l'estator, per la qual cosa, primer s'aplica una rotació inversa, l'angle de la qual ha de correspondre al del camp magnètic del rotor calculat pel model de flux de la màquina per a eliminar la referència al rotor. Posteriorment, s'aplica la transformada inversa de Park per tal d'obtenir les tensions trifàsiques amb les que s'alimentarà el motor d'inducció. D'aquesta forma, es tanquen els bucles de corrent que definiran la tensió d'alimentació del motor.



Imatge 3.8 Diagrama de blocs del control vectorial amb llaços de corrent tancats implementat en un motor real¹⁴

¹³ A l'apartat d'introducció podem observar com s'aplica la matriu rotació per tal d'obtenir aquests corrents referenciats al rotor.

¹⁴ JOSEPHJOHN. "Implementing Motor Control using ADSP 2101" [en línia]. A: *EngineerZone Support Community*. Massachusetts: Analog Devices, 2010. <<http://ez.analog.com/thread/4646>>

Un cop tancats els bucles de corrent, és necessari tenir unes consignes de corrent per tal de controlar el motor a voluntat de l'usuari, exceptuant el parell. És per això que és necessari afegir nous PID al sistema per tal d'introduir les consignes de velocitat i d'intensitat de magnetització. El model de flux calcularà els valors estimats de parell, intensitat magnetitzant i velocitat seguint les següents expressions:

$$\frac{d}{dt} im = \frac{isd - im}{T}$$

$$Wr = \int \left(Wm + \frac{isq}{T * im} \right) dt$$

El parell es pot controlar de forma directa sense afegir cap bucle addicional, no és necessari afegir un PID per generar una consigna de parell. Això és així degut a la següent expressió:

$$T = \frac{M^2}{L_r} \cdot im \cdot isq$$

Aquesta expressió indica que hi ha una relació directa entre els valors de parell i el corrent. És per això que es pot definir directament un valor iq que amb relació a l'anterior expressió equivaldrà a un valor de parell. D'aquesta forma, s'elimina el fet d'haver d'introduir un nou bucle al sistema i millorar la precisió i rapidesa d'aquest.

Per una banda, el bucle d'intensitat magnetitzant estarà format per un PID, el qual calcularà l'error entre la intensitat magnetitzant de consigna i la intensitat magnetitzant de la màquina. El resultat del càlcul del PID esdevindrà el corrent id de consigna per al bucle de corrent id del control vectorial. Per altra banda, el bucle de velocitat estarà format per un PID, el qual calcularà l'error entre la velocitat de consigna i la velocitat de la màquina. El resultat del càlcul del PID esdevindrà el corrent iq de consigna per al bucle de corrent iq del control vectorial.

D'aquesta manera, l'usuari pot definir la velocitat de gir de la màquina mentre el control vectorial realitza els càlculs necessaris per tal d'aconseguir que el motor es comporti de la forma desitjada.

3.2.3 Aplicacions

El control vectorial té un gran ventall de camps d'aplicació. Degut a la seva alta precisió, un control vectorial pot fer generar parell màxim a un motor a velocitat 0, així com una corba de velocitat amb un pendent constant i una ràpida acceleració i desacceleració. Aquestes característiques fan que motors, que poden anar des del braç robot d'una cadena de muntatge a un motor de tracció ferroviària, es trobin controlats amb aquest mètode de control, i, tot i que en cada aplicació la base del control és la mateixa, els objectius finals són molt diferents: en una aplicació de precisió com pot ser la del braç robòtic es busca la màxima precisió de posició, així com una ràpida acceleració i desacceleració, fet que, ampliant el mètode de control, fa es pugui aconseguir una posició perfecta de qualsevol element mecànic. Això esdevé en una reducció del temps per a dur a terme una tasca concreta en aquesta cadena de muntatge, mentre que en la tracció es pot aconseguir una corba característica de parell, de velocitat i de potència sense trobar-hi cap oscil·lació, així com reduir considerablement el consum del motor i els efectes transitoris d'aquest durant un període d'alt parell.

Qualsevol aplicació del control vectorial requereix processadors amb alta capacitat de processament de dades, ja que el seguiment de l'estat dels corrents, així com la velocitat i el parell, són imprescindibles per tal de dur-lo a terme. Una baixa resolució en la lectura dels paràmetres anteriors provocaria un funcionament incorrecte del control.

3.3 Altres mètodes que cal mencionar

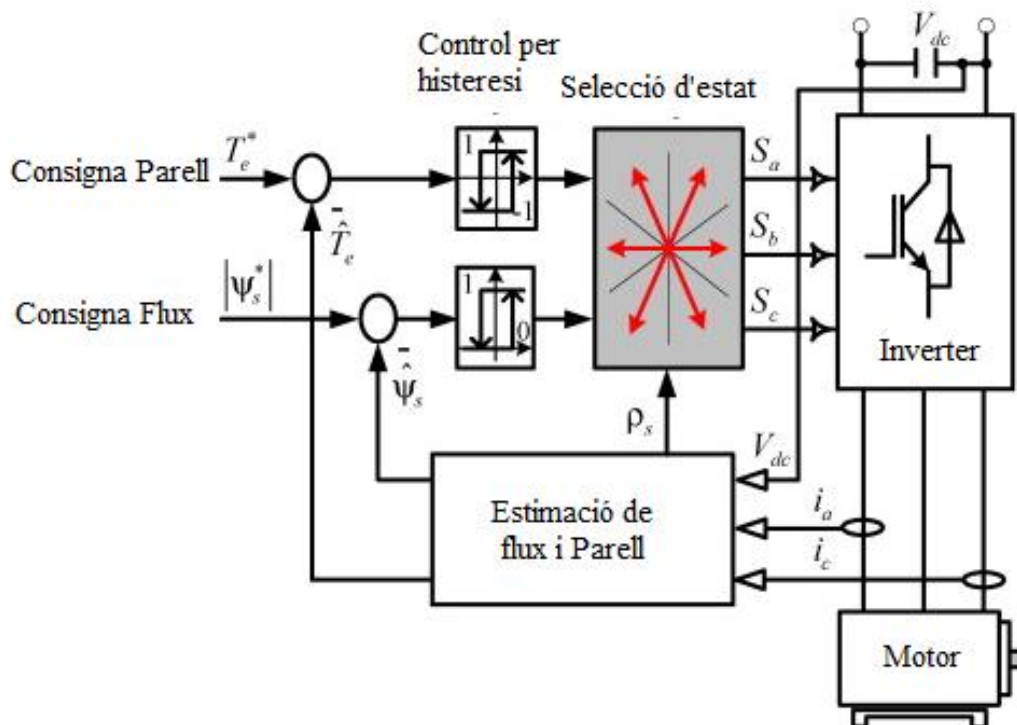
Per tal d'observar algunes diferències entre els diferents mètodes de control així com variacions d'aquests i adaptacions, a continuació s'explicaran dos mètodes de control de forma breu i senzilla: el control directe de parell (DTC) i el control de posició. El primer és un mètode de control diferent a la resta de mètodes explicats, mentre que el segon és una petita introducció a aquest control, que pot ser aplicat directament sobre un control vectorial com el que s'ha explicat a l'apartat anterior.

3.3.1 Direct Torque Control (DTC)

El control directe de parell és un mètode de control de motors d'inducció que, com el seu nom indica, permet un control directe de parell efectuat sense bucles de corrent, permetent una

major senzillesa del sistema. L'avantatge que suposa la seva senzillesa també suposa un impediment de cara al control de posició, el qual no es pot efectuar correctament amb aquest mètode de control, així com arrissats de parell que no sempre són acceptables per a l'aplicació que pugui dur a terme.

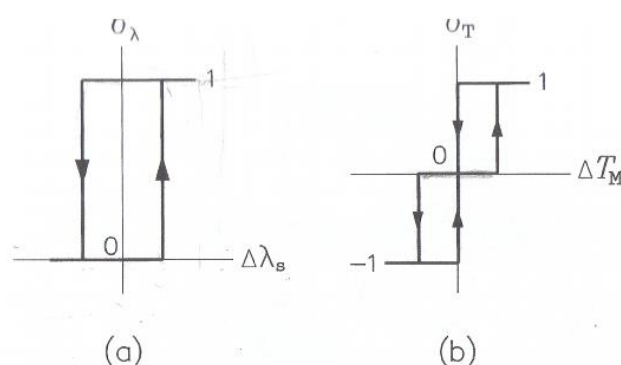
Per realitzar el control és necessari efectuar una lectura de l'estat dels corrents del motor. Això es deu a que és necessari utilitzar un model de flux per tal de poder calcular els paràmetres d'alimentació del motor.



Imatge 3.9: Model del control directe de parell¹⁵

Un cop estimats els valors de flux i de parell, aquests es resten a les seves respectives consignes. Aquesta operació genera un error de parell i de flux respectivament mitjançant un control per histeresi. Aquest control es manté dins d'un interval de valors.

¹⁵ KUMSUWAN, Yuttana; PREMRUDEEPREECHACHARN, Suttichai; TOLIYAT, Hamid. "Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control for stator flux" [en línia]. A: *Electric Power Systems Research*. Tailàndia: Chiang Mai University, 2008. <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779608000758>>



Imatge 3.10: (a): histeresi de flux (b): histeresi de parell¹⁶

Les histeresis anteriors permeten crear una taula d'estat per a l'inversor que alimenta el motor en funció del sentit de gir:

(a)						
b_λ	1			0		
b_T	1	0	-1	1	0	-1
Sector 1	6	7	5	2	0	1
Sector 2	2	0	4	3	7	5
Sector 3	3	7	6	1	0	4
Sector 4	1	0	2	5	7	6
Sector 5	5	7	3	4	0	2
Sector 6	4	0	1	6	7	3

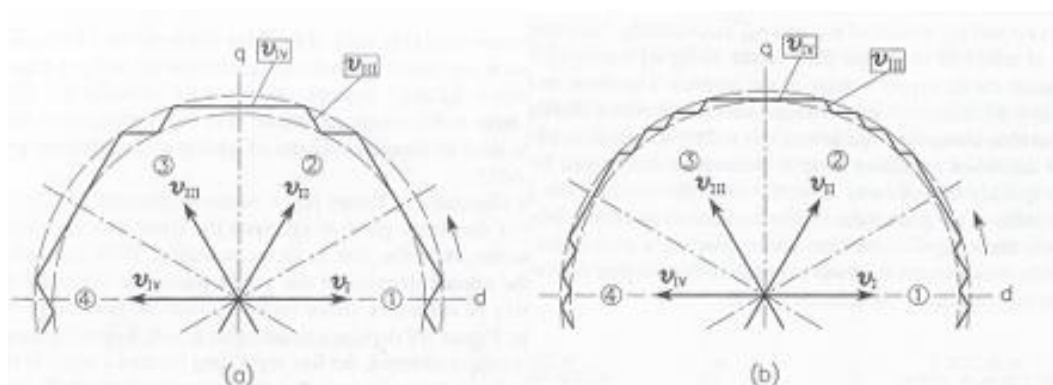
(b)						
b_λ	1			0		
b_T	1	0	-1	1	0	-1
Sector 1	5	7	6	1	0	2
Sector 2	1	0	4	3	7	6
Sector 3	3	7	5	2	0	4
Sector 4	2	0	1	6	7	5
Sector 5	6	7	3	4	0	1
Sector 6	4	0	2	5	7	3

Imatge 3.11: Taules d'estat de l'inversor (a): sentit horari. (b): sentit anti-horari¹⁷

En funció de l'estat de l'inversor, aquest generarà un vector de tensió i , en funció de la tolerància de les histeresi, s'obtindrà una qualitat o una altra de senyal d'alimentació, mentre que la freqüència de commutació i la qualitat de les ones augmentarà quan la tolerància de les histeresis disminueixi.

¹⁶ TRZYNADLOWSKI, Andrzej. *Control of induction motors*. Florida: Academic Press, 2001. Pàg. 142. ISBN 0127015108

¹⁷ TRZYNADLOWSKI, Andrzej. *Control of induction motors*. Florida: Academic Press, 2001. Pàg. 143. ISBN 0127015108

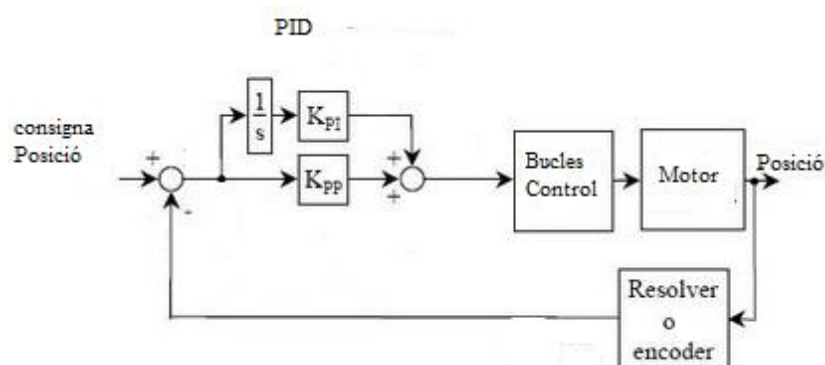


Imatge 3.12: Trajectòria del flux de l'estator en funció de la tolerància de la histeresis (a): alta tolerància. (b): baixa tolerància¹⁸

3.3.2 Control de posició

El control de posició requereix un nivell excepcional de rendiment. El concepte és senzill, el motor arrenca i tot seguit es para, girant un angle concret. Aquest mètode és necessari en moltes aplicacions com per exemple ascensors, cintes transportadores, línies d'embalatge...

Es necessita principalment un bucle de control de posició seguit de bucles de parell i de velocitat que utilitzaran els valors generats pel bucle de posició. Generalment, es poden utilitzar PID tot i que hi ha molts altres sistemes que el poden substituir.



Imatge 3.13: Esquema bàsic del control de posició

Mitjançant un encoder s'obté una mesura acurada de la posició, que comparada amb la consigna de posició permet obtenir la resposta desitjada. En funció de l'aplicació del motor, és

¹⁸ TRZYNADLOWSKI, Andrzej. *Control of induction motors*. Florida: Academic Press, 2001. Pàg. 145 ISBN 0127015108

necessari d'ajustar els paràmetres de control per tal de, per exemple, obtenir un viatge confortable en ascensor si aquest està controlat mitjançant un control de posició.

Per acabar, cal dir que aquest mètode de control es pot aplicar fàcilment realitzant el bucle de posició sobre un control vectorial, així com realitzant les lectures de posició del motor que és objecte del control.

4. Simulacions

4.1 Introducció a les simulacions

4.1.1 MATLAB

En la realització de les simulacions presents en aquest treball s'ha utilitzat de forma exclusiva el programa MATLAB, en concret la seva eina de treball Simulink, ja que aquest programa permet una simulació amb uns nivells de precisió i realisme amb un límit únicament imposat per a l'usuari.

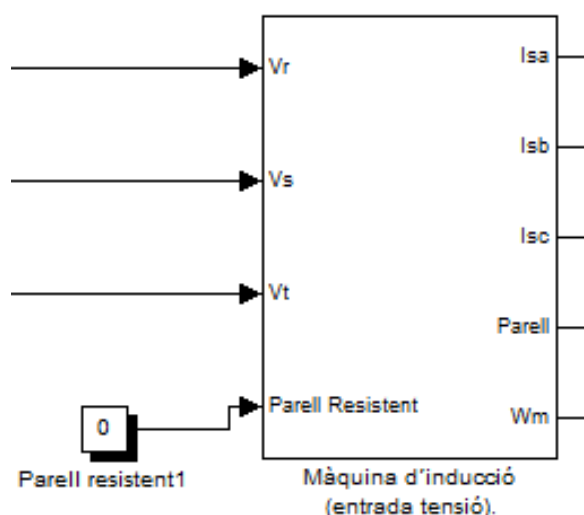
L'eina Simulink, doncs, és un entorn gràfic interactiu que permet el modelat, l'anàlisi i la simulació d'una gran quantitat de sistemes dinàmics. Gràcies a aquest entorn, podem modelar els diferents blocs que representaran el sistema de control, juntament amb el motor i els elements necessaris per analitzar el comportament del nostre sistema. Aquest programa permet implementar blocs elaborats a partir de codi amb llenguatge C¹⁹, la qual cosa permet elaborar qualsevol funció a voluntat de l'usuari.

Els resultats de les diferents simulacions es presentaran en els següents apartats mitjançant gràfiques i imatges corresponents als elements que integren els diferents sistemes i als resultats de les diferents simulacions. És molt important tenir en compte que totes les gràfiques estan en funció del temps. L'eix x correspon al valor en segons del temps. En el cas contrari, s'especificarà en el propi eix de la gràfica.

4.1.2 El model del motor

En les simulacions que s'han dut a terme s'ha utilitzat un model de motor d'inducció trifàsic que simula el comportament d'un motor real amb unes característiques concretes. Aquestes característiques poden ser modificades a voluntat de l'usuari per a simular el comportament de diferents tipus de motors d'inducció trifàsics, amb diferents característiques i paràmetres.

¹⁹ El llenguatge C és el llenguatge més utilitzat per realitzar programari bàsic. El MATLAB l'utilitza per programar els algorismes definits per l'usuari.



Imatge 4.1: Bloc del motor d'inducció

Aquest motor està alimentat per un sistema de tensions trifàsiques i se'n pot mesurar el corrent en Amperes de l'estator en cadascuna de les tres fases, així com el parell (N·m) o la velocitat en radiants/segon. Per tal de llegir la velocitat en rpm s'haurà d'efectuar un guany per així aplicar la conversió a aquesta unitat. El factor de conversió és de:

$$1 \text{ rad/s} = 9.54929 \text{ rpm}$$

Les característiques del motor d'inducció que serà objecte de control té les següents característiques:

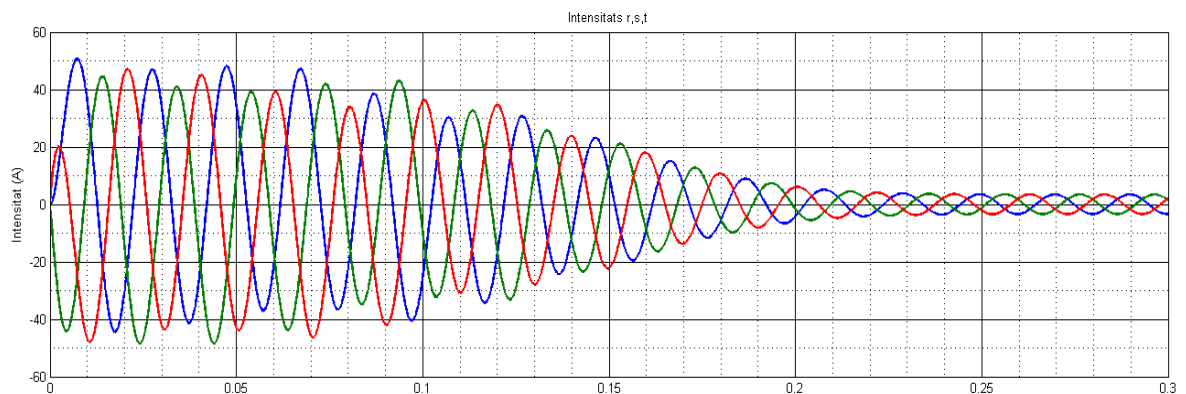
Tipus AM90L2		S1
D Motor		Nº76234
Δ/Y	220/380	8,5/4,9A
3	CV	
2840	rpm	50HZ
VDE 530/1.69		Aisto cl. B IP 44

Els valors de les dades següents corresponen al motor en règim permanent:

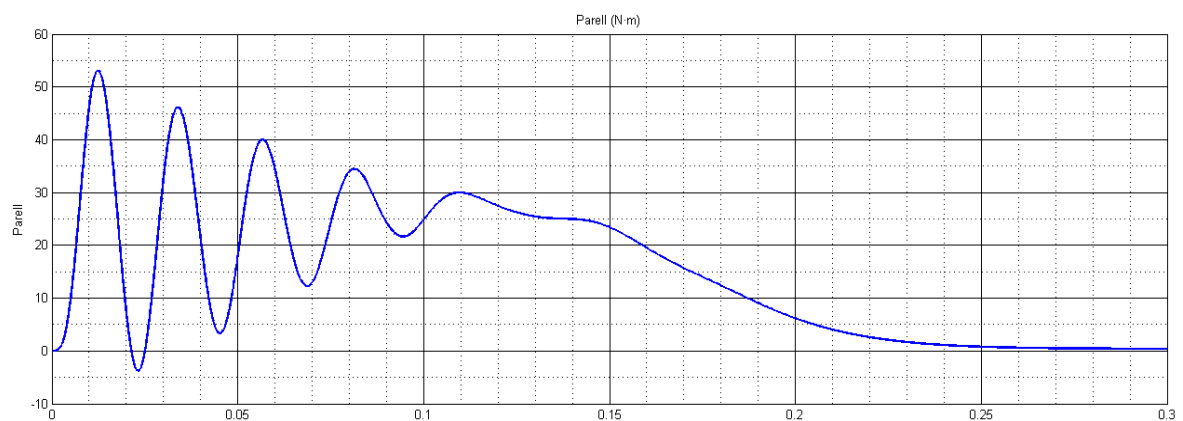
R_s (Resistència de l'estator):	2471 Ω
R_r (Resistència del rotor):	2471 Ω
L_s (Inductància de l'estator):	292mH
L_r (Inductància del rotor):	292mH
M_{sr} (Inductància magnetitzant):	285mH
J (Inèrcia):	0.01437 Kg·m
b (Fregament)	0.001166 Kg·m

Abans de començar amb les simulacions, és precís veure el comportament del motor en funcionament sense cap tipus de mètode de control per així poder observar la necessitat de controlar-lo, ja que es comporta de forma totalment diferent en comparació al motor de corrent continu, que és el que s'intenta substituir, així com la ineficiència del motor sense cap tipus de control i els perjudicis que aquest pot rebre.

El motor és sotmès a una tensió trifàsica de 230V eficaços entre fase i neutre (400V entre fases i 311V de pic) a una freqüència de 50Hz:

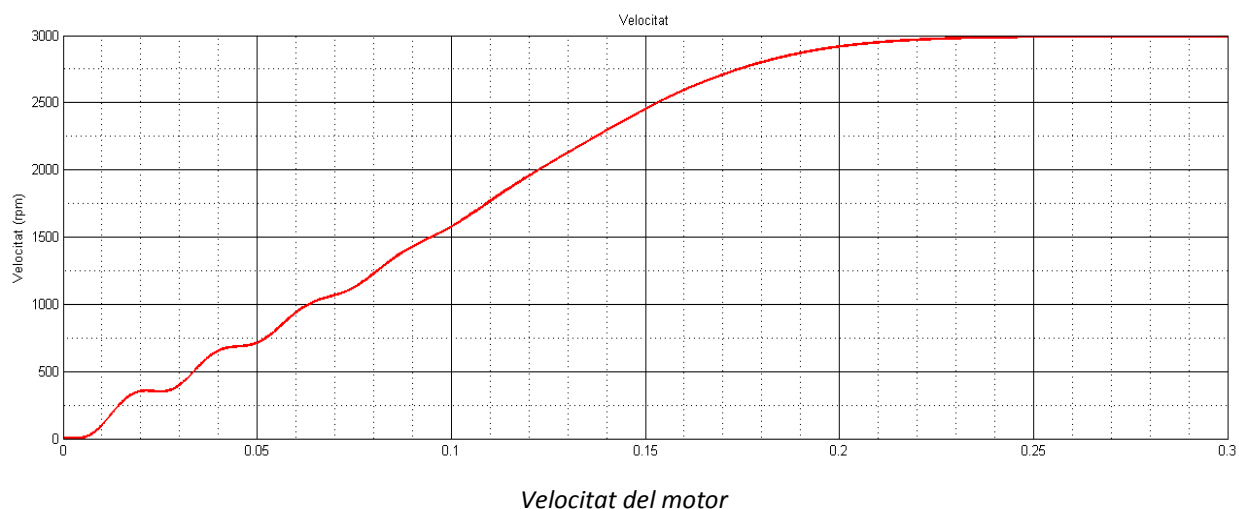


Corrents del motor



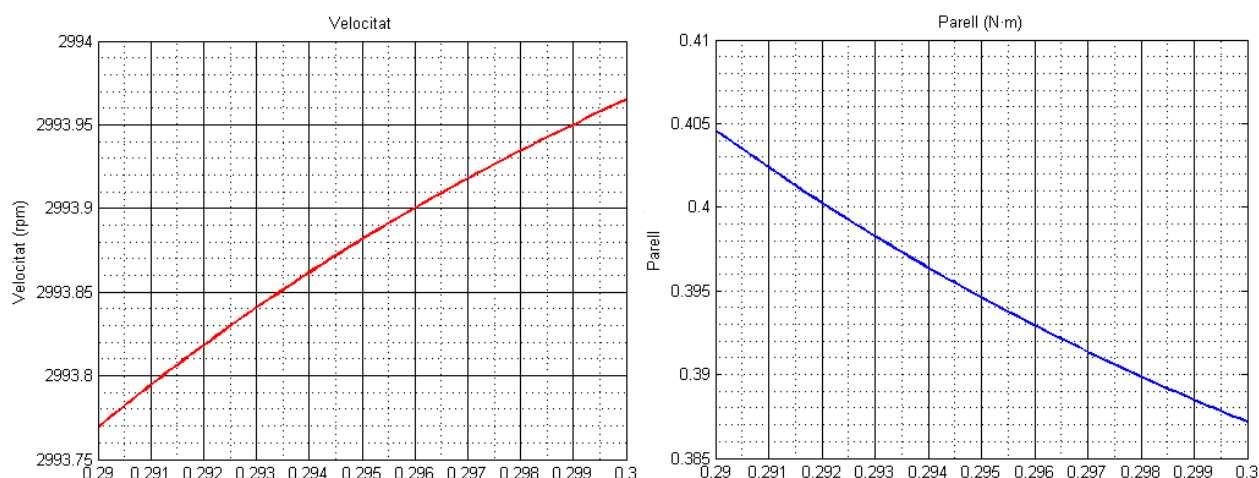
Parell desenvolupat per la màquina

Els corrents en règim transitori, com es pot observar, són de l'ordre de 10 a 15 vegades el corrent nominal en règim permanent. Les oscil·lacions de parell que es poden observar són degudes al lliscament durant l'arrencada, ja que la velocitat del rotor està molt per sota de la velocitat de sincronisme.



Les oscil·lacions de la corba de velocitat són produïdes directament per les oscil·lacions de la corba de parell. Tal com es pot observar, el motor actua segons el seu comportament característic: la tendència és l'aproximació al lliscament mínim tendint cap a la velocitat de sincronisme, on el parell, en aquest punt, és 0. Per tant, el motor es queda a una velocitat lleugerament inferior amb un parell mínim com ens indica la corba característica de parell corresponent a la imatge 2.6 de la pàgina 11.

En les gràfiques següents es pot observar que la tendència del motor és un parell mínim, juntament amb una aproximació a la velocitat de sincronisme, la qual és de 3000 rpm per a una freqüència de xarxa de 50Hz. Podem observar que la velocitat del motor tendeix cap a les 2994 rpm:

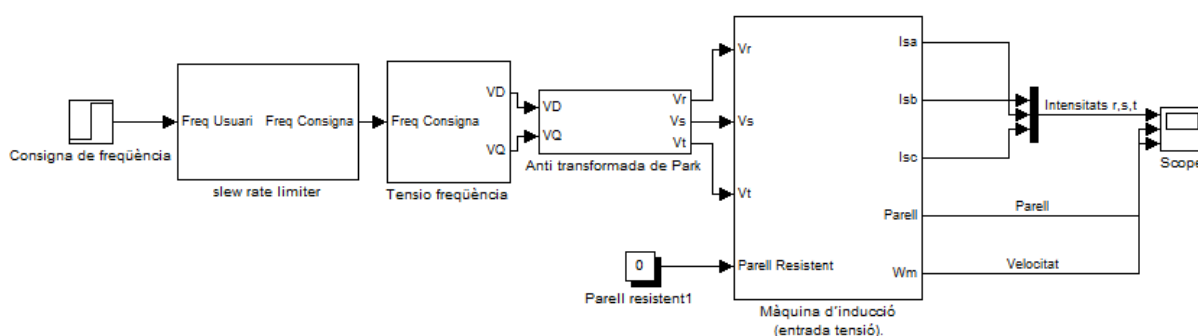


Tendències de velocitat i de parell

Aquest, doncs, és el comportament d'un motor d'inducció. El seu comportament un cop implementats els mètodes de control es durà a terme en els següents apartats, on es podrà veure el comportament del motor un cop aplicats el control escalar (V/f) i el control vectorial.

4.2 Simulació del mètode tensió/freqüència

El mètode tensió/freqüència, com ja s'ha explicat anteriorment, és un mètode de control en llaç obert que regula el comportament d'un motor d'inducció. Això significa que no s'efectua cap lectura de la resposta del motor per modificar la seva consigna.



Imatge 4.2: Model del control vectorial

El primer bloc, el bloc *slew rate limiter*, generarà una funció lineal per tal d'evitar una funció impuls de consigna, ja que el motor no es pot accelerar amb una acceleració infinita. D'aquesta manera, s'obté una consigna que augmenta en funció del temps, el qual pot es pot ajustar.

La consigna s'ha ajustat a una freqüència de 50Hz, el que, per les característiques de la màquina, ha de fer girar el motor a gairebé 3000 rpm, que correspon a la velocitat de sincronisme per a aquesta freqüència per a un motor d'un sol parell de pols per fase. El temps que es programarà és de 0,3 segons, cosa que generarà una funció que progressivament augmentarà el valor de freqüència fins al valor introduït per tal d'evitar l'impuls.

Un cop definida la consigna, el bloc de tensió/freqüència generarà els valors de tensió V_d i V_q , necessaris a partir del 20% del valor de freqüència per tal de mantenir el camp magnètic del motor constant fins al 100% del valor de tensió. Com ja s'ha explicat anteriorment, per als valors acotats entre el 0% i el 20% de valor nominal de freqüència, el valor de tensió serà del 20%.

Per observar el comportament i la eficàcia d'aquest tipus de control, s'han realitzat un total de tres simulacions que representen diferents casos, en els quals el mètode de control actuarà en funció de la consigna.

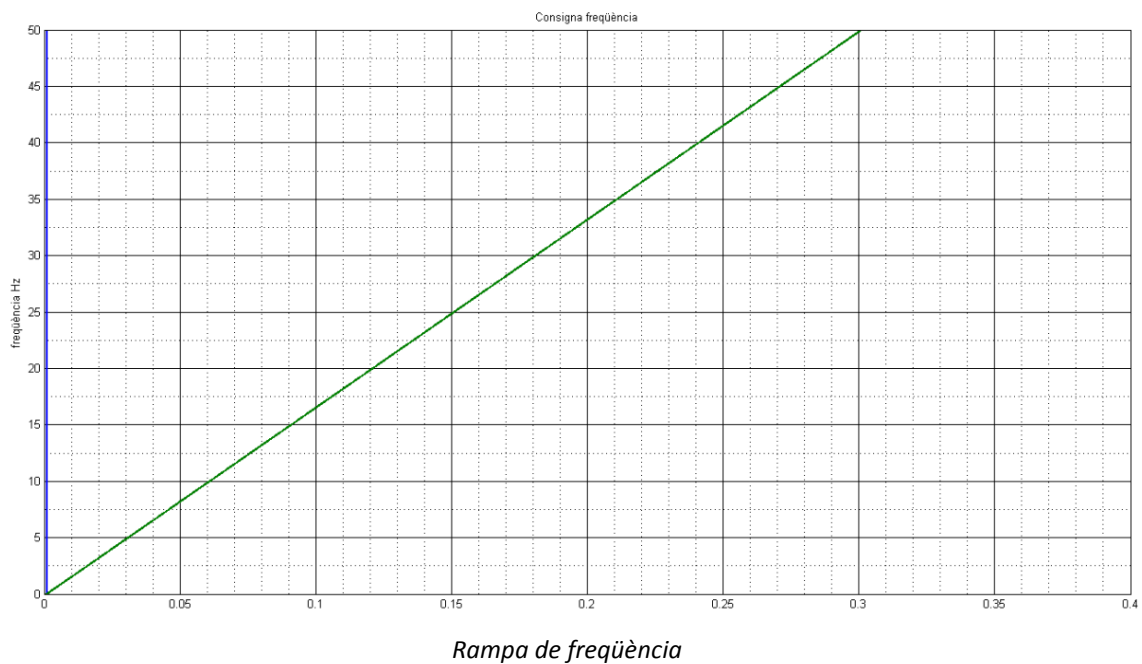
Els casos que es veuran són els següents:

- Arrencada del motor.
- Canvi de consigna: reducció de velocitat.
- Saturació de tensió: debilitament de camp.

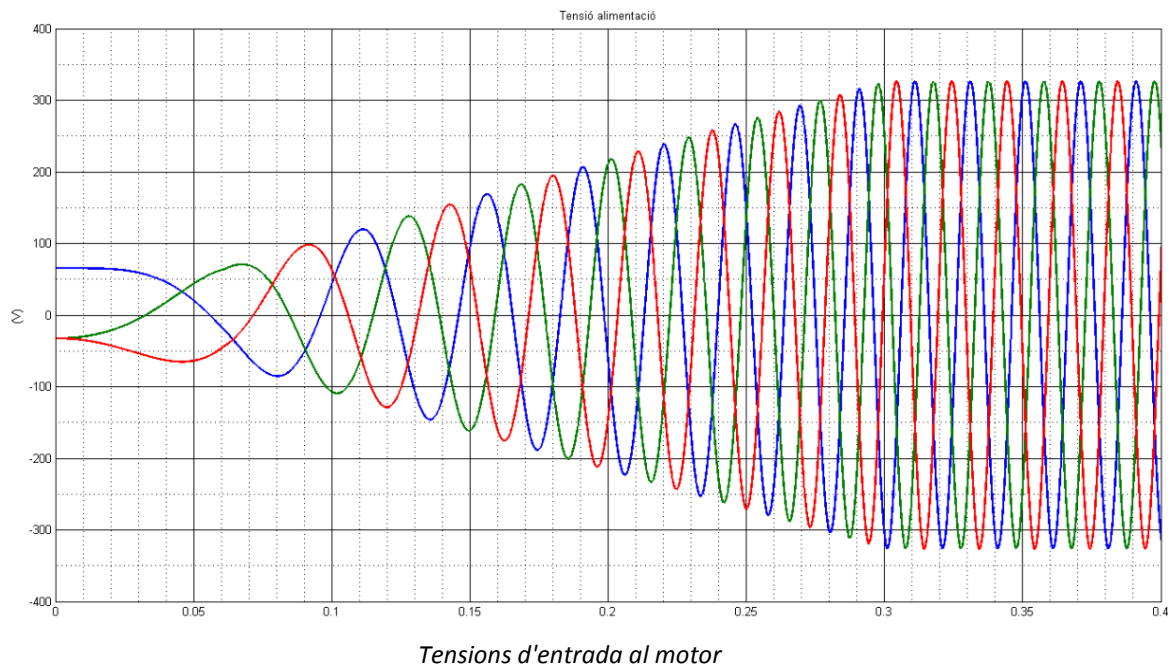
❖ Cas 1: Arrencada del motor

A continuació, es veurà la primera simulació, on es duu a terme l'arrencada del motor.

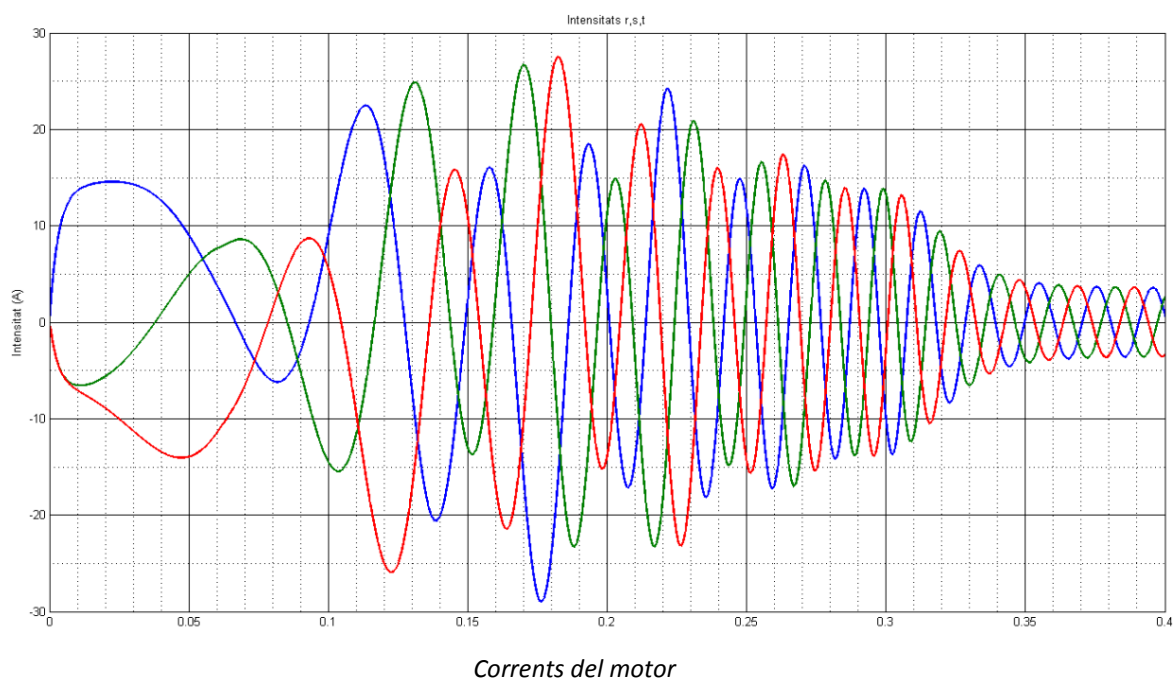
Primerament, s'observa el tractament de la consigna:



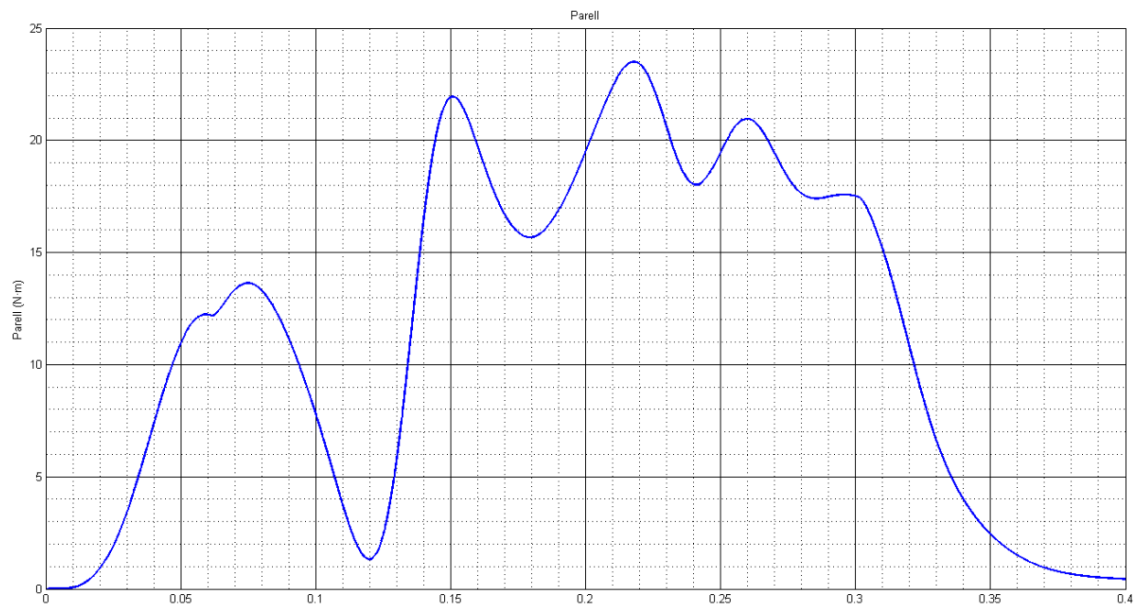
Com s'ha observat, la consigna de freqüència ha estat convertida en una funció lineal amb un pendent definit per l'usuari, el qual generarà, en última instància, una tensió trifàsica com la que es pot observar:



El següent pas és observar l'efecte de l'alimentació del motor d'aquesta forma progressiva:

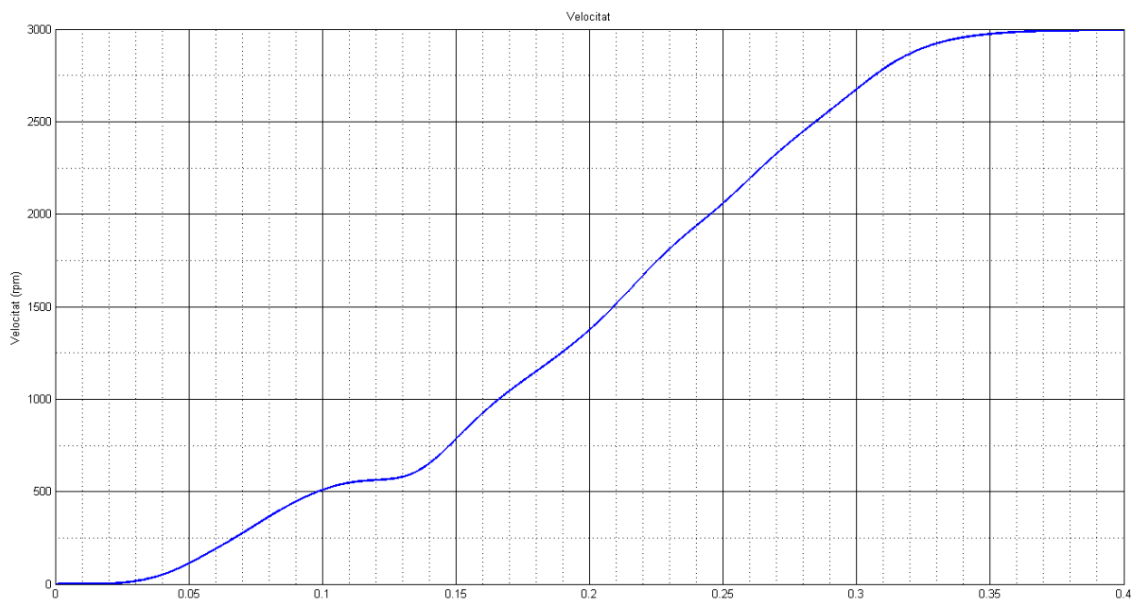


Com s'observa, els corrents màxims del motor segueixen sent molt elevats però són de l'ordre del 50% inferiors al valor dels corrents d'una arrencada directa del motor. S'observa clarament la baixa freqüència en els instants inicials entre $t=0s$ i $t=0.1s$



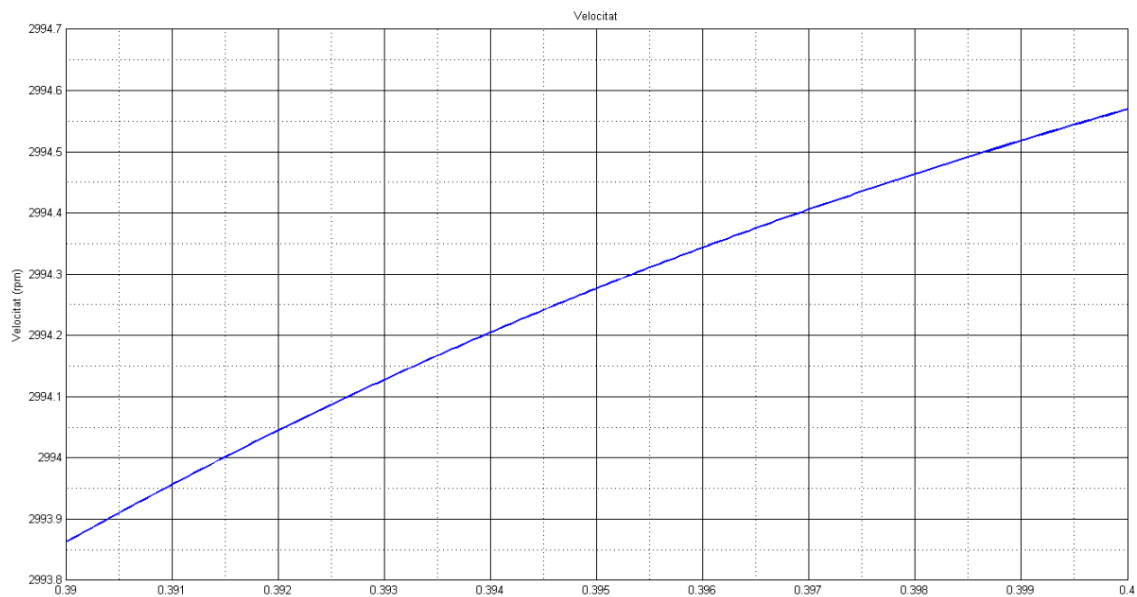
Parell de la màquina durant l'arrencada

Les oscil·lacions de parell són menors que les produïdes durant l'arrencada del motor de forma directa. L'oscil·lació és més pronunciada durant els instants inicials de l'arrencada degut al lliscament del motor. La corba de parell difícilment pot esdevenir perfecte sense un llaç tancat. Tot i així, el resultat és satisfactori.



Corba de velocitat del motor

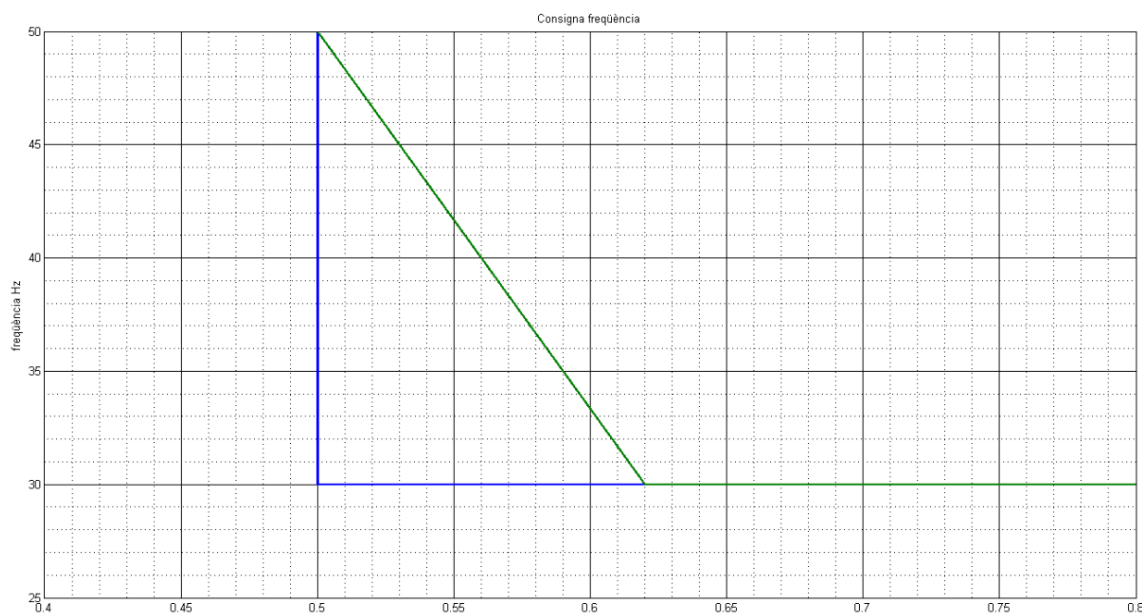
Com s'observa a la gràfica, les oscil·lacions de parell afecten a la corba de velocitat de forma directa i produeix una lleugera oscil·lació. Com es pot veure en la tendència cap a les 3000 rpm, la velocitat desitjada per la consigna de freqüència és la desitjada.



Detall de la tendència de la velocitat del motor

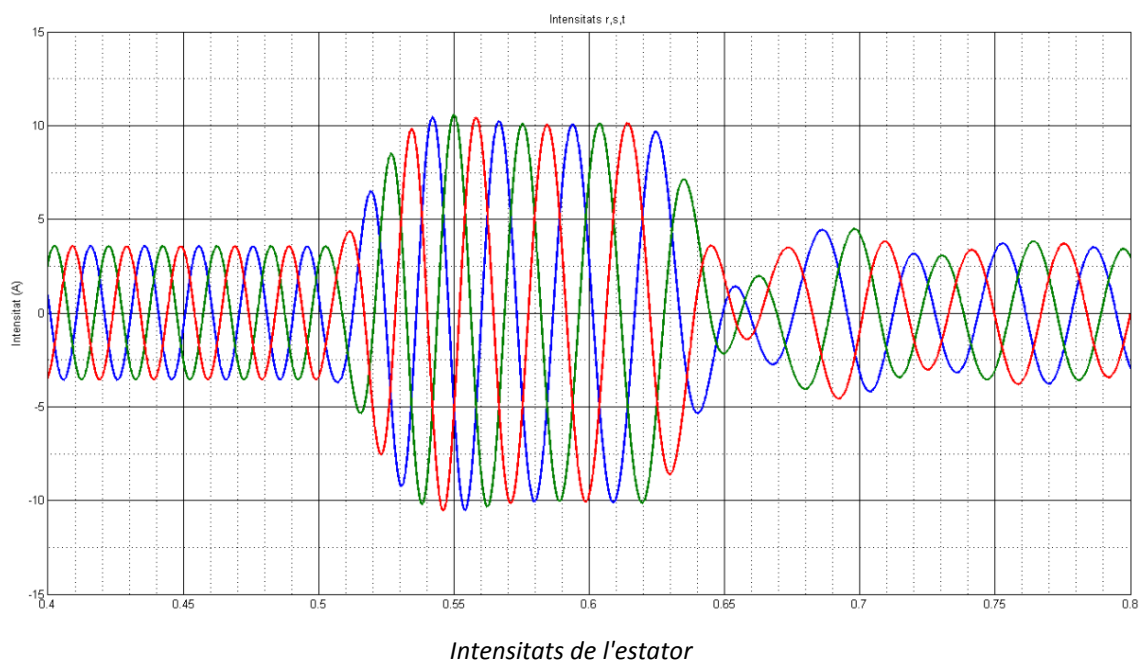
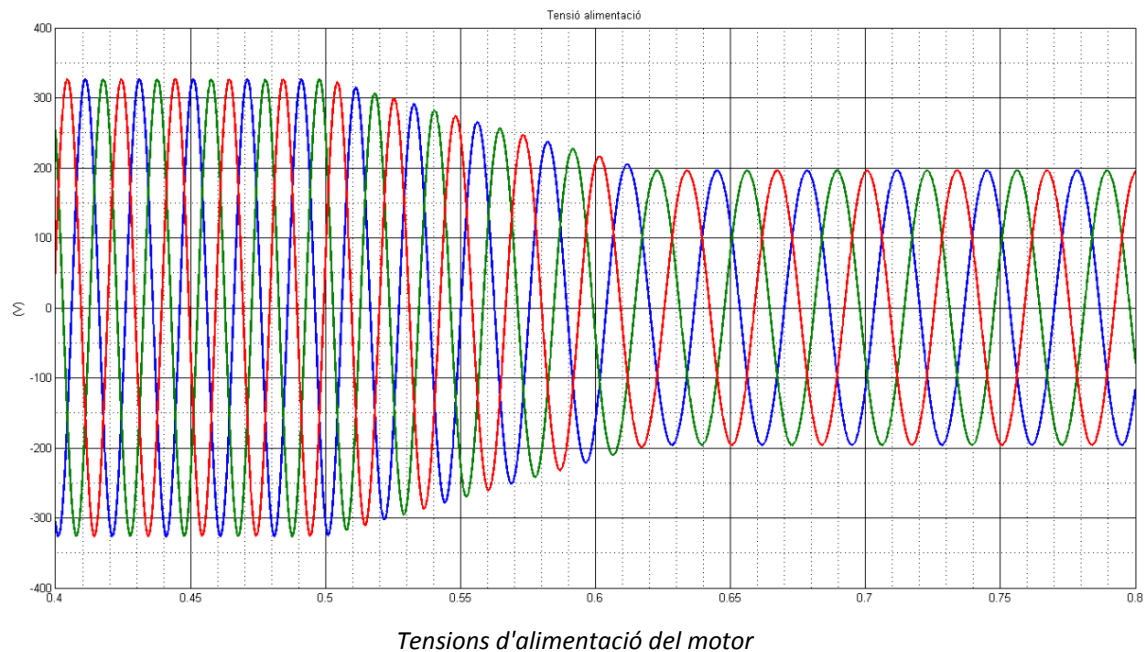
❖ Cas 2: Canvi de consigna: reducció de velocitat.

Durant el transcurs de la següent simulació s'ha efectuat un canvi de consigna de freqüència per tal d'observar el comportament del control. La simulació continua a partir de l'instant final de la simulació anterior. En l'instant $t=0,5$ segons, la consigna de freqüència serà de 30 Hz. A aquesta freqüència el motor ha de girar a una velocitat de gairebé 1800 rpm.



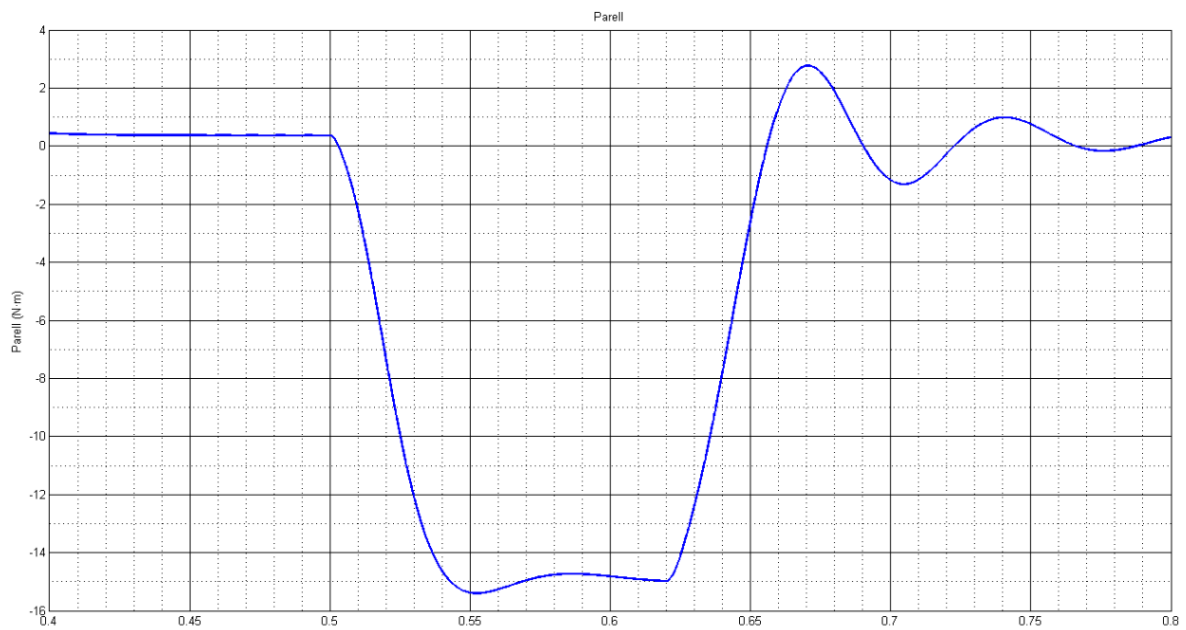
Canvi de consigna de freqüència

Aquesta nova freqüència generarà una tensió proporcional a la caiguda de la freqüència. Aquest fet provocarà un efecte de frenada, és a dir, un parell negatiu. Això passa perquè el motor no pot treballar com a motor per sobre de la velocitat de sincronisme, així doncs, frena fins a girar a la velocitat a la que tendeix per a aquesta freqüència.



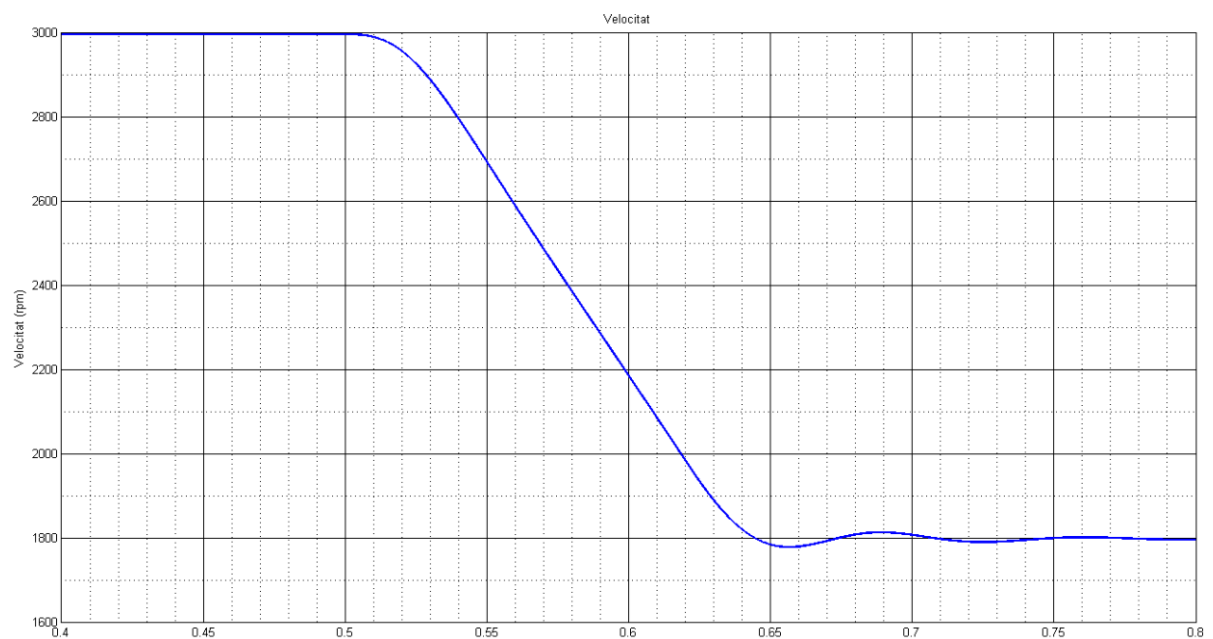
En les gràfiques anteriors es pot observar la reducció de tensió i de freqüència proporcionades per tal de mantenir el camp magnètic constant, així com els corrents.

A continuació, s'observa el comportament del motor davant d'aquest canvi de consigna:



Corba de parell

Tal com estava previst, un parell negatiu provoca una frenada del motor fins que, a l'arribar al punt on s'estabilitza la velocitat, el motor retorna al parell positiu pel qual el motor manté una velocitat estable.



Corba de velocitat del motor durant la frenada

El motor s'estabilitza just per sota les 1800 rpm tal com estava previst. S'observa el correcte funcionament del control sobre el motor, així com una suau corba de desacceleració del motor. Per tant, es pot observar com, quan el motor gira a velocitats pròximes al lliscament mínim, té menor tendència a oscil·lar, tot mantenint una desacceleració constant.

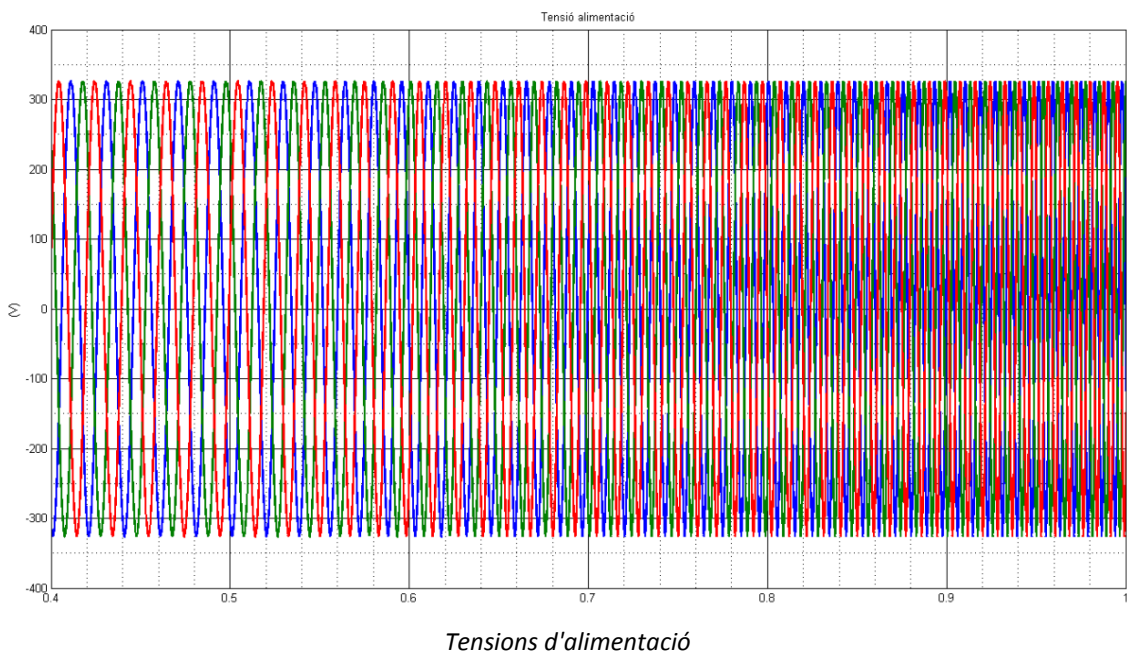
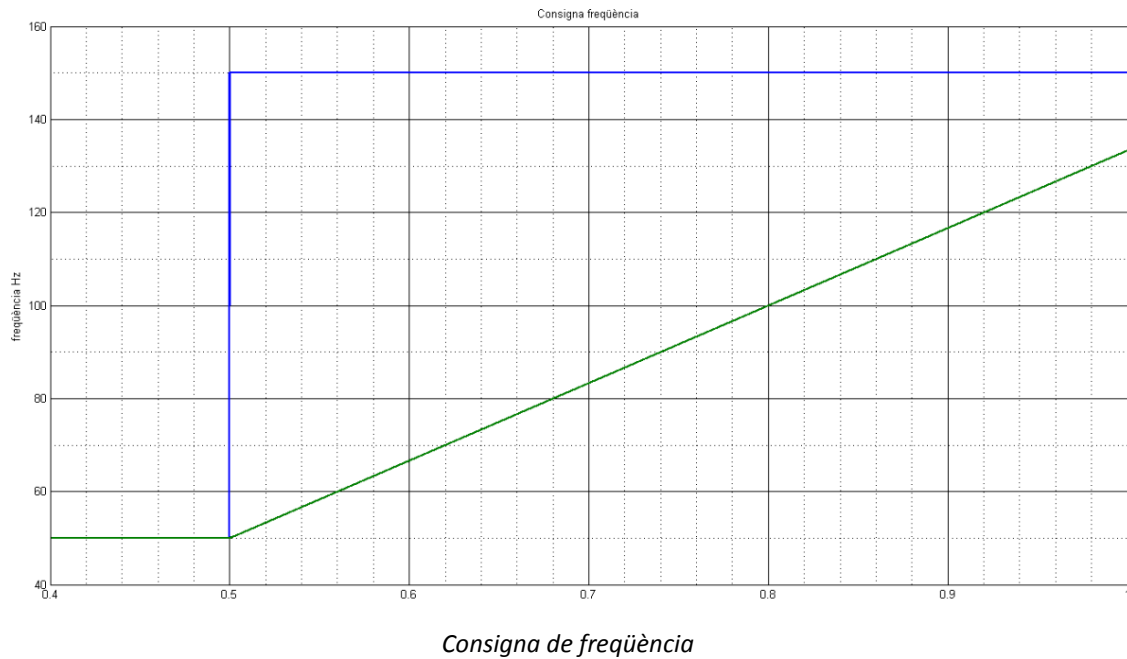
❖ Cas 3: Saturació de tensió: debilitament de camp.

El convertidor de potència que se simula utilitzar en aquestes simulacions té com a límit una tensió eficaç de 230V. Si a aquesta tensió es treballa a freqüència de xarxa i s'ha mantingut el flux magnètic constant, ja s'ha observat com actuarà aquest motor. La tensió ha arribat al seu punt màxim i, a partir d'aquí, ja no es pot treballar amb un nivell de tensió més elevat. No passa el mateix amb la freqüència, ja que podem seguir treballant per sobre de la freqüència nominal gràcies a que s'ondula el senyal de tensió a partir d'un bus de corrent continu. Això, tal com s'ha explicat prèviament, permet realitzar un debilitament de camp.

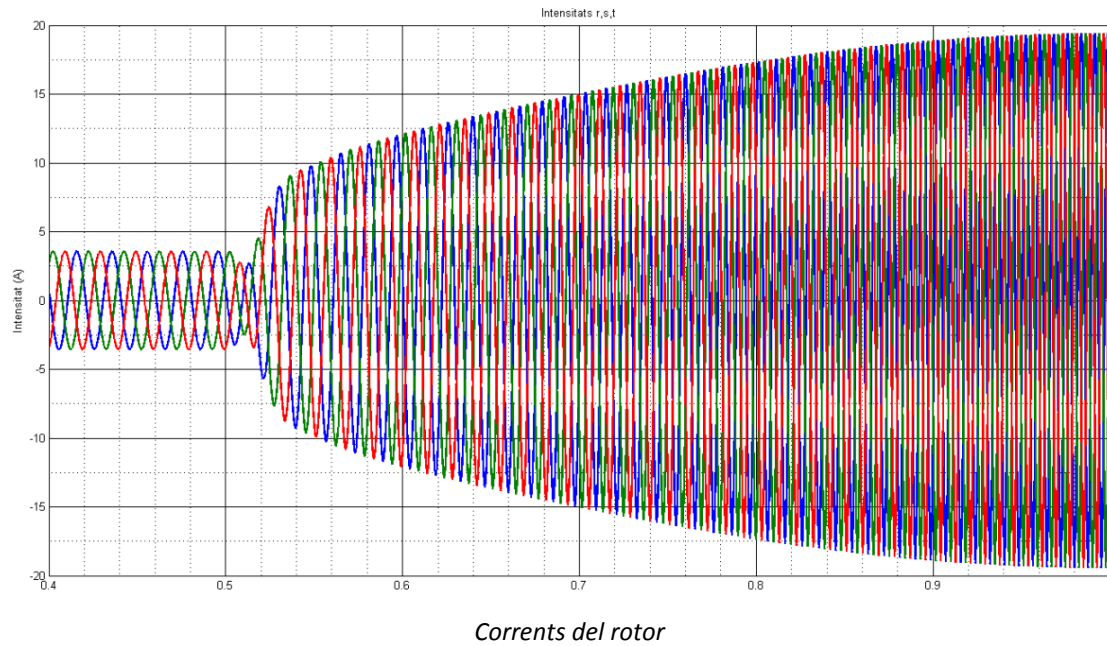
El debilitament de camp consistirà en augmentar la freqüència per sobre de la freqüència nominal mantenint la tensió al nivell màxim on ja es troba. D'aquesta forma, s'obtenen velocitats superiors a la velocitat nominal. En la següent simulació s'observa què passa quan realitzem aquest control. Així doncs, a l'instant de temps $t=0,5$, s'aplicarà una consigna de freqüència de 150 Hz, que corresponen a una velocitat de 9000 rpm per tal d'observar de forma àmplia què succeeix durant el nou període d'acceleració durant el qual es debilita el flux.

Cal esmentar que només s'observarà part del procés, ja que la pèrdua progressiva de parell que s'espera farà endarrerir molt l'assoliment de la velocitat. El temps de simulació que s'observarà compren els instants de temps entre $t=0,4s$ i $t=1s$.

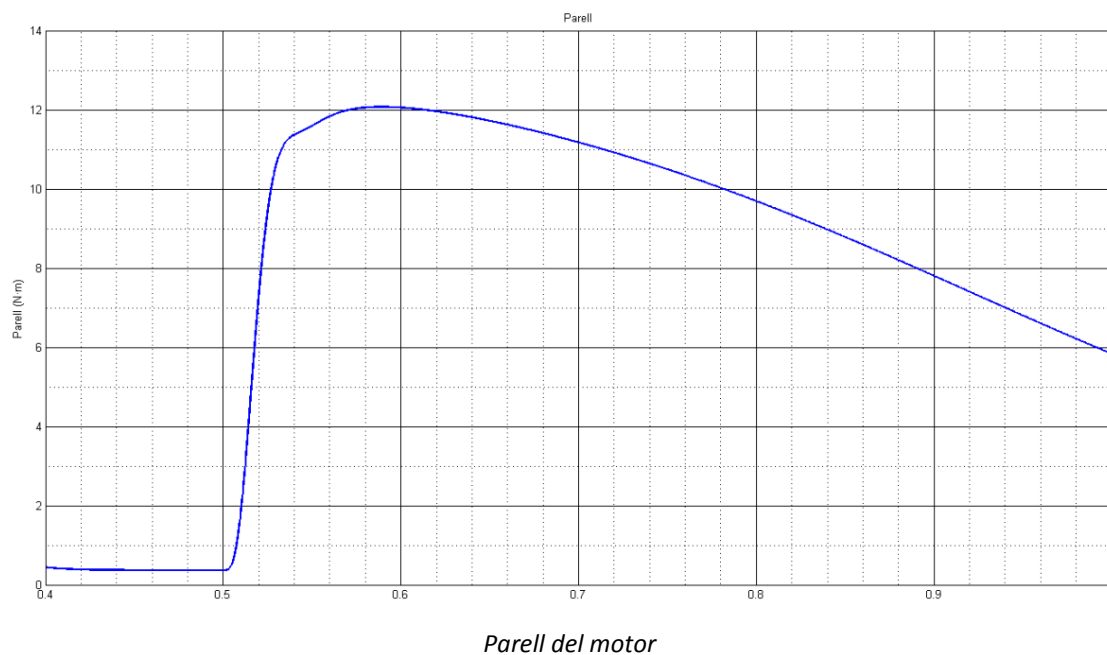
Com es pot observar en la següent gràfica, la nova freqüència es tracta de la mateixa forma que les consignes de freqüència anteriors. La tensió de sortida, doncs, mantindrà la tensió màxima a la tensió nominal però augmentarà el seu valor de freqüència en funció de la gràfica de consigna de freqüència anterior. Cal, doncs, observar els nous valors de tensió en funció del temps per comprovar-ho:



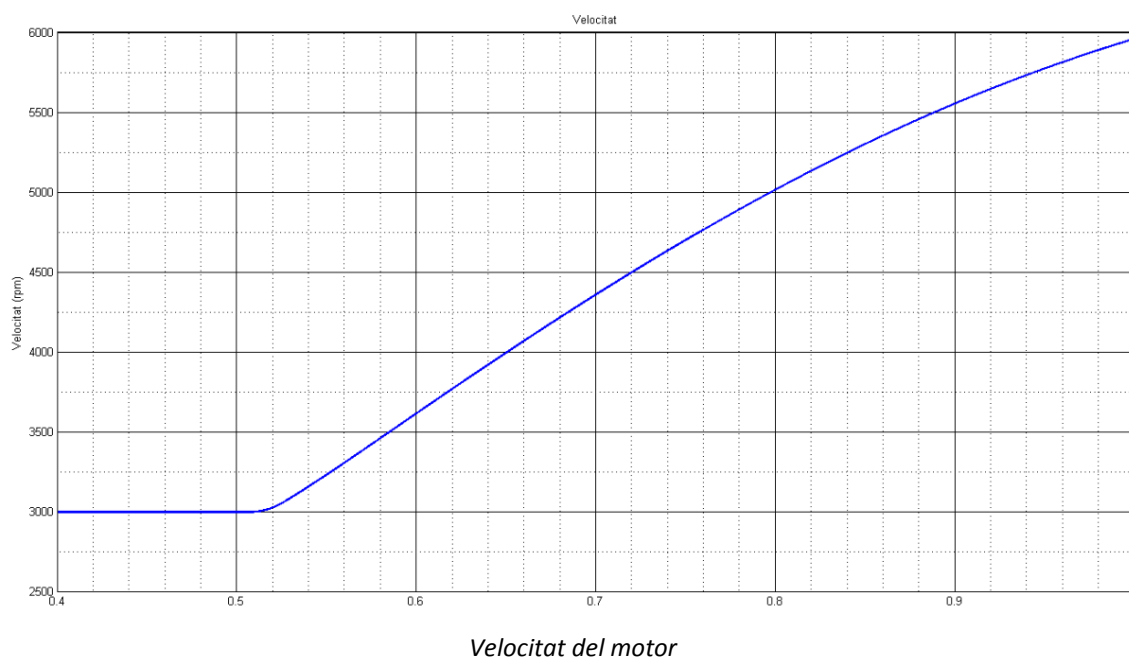
Com es pot observar, la gràfica es densifica degut a l'augment de freqüència, mentre que l'amplitud es manté constant com s'esperava observar. És el moment d'observar els corrents, que s'espera que augmentin degut a la pujada de freqüència, la qual farà augmentar els valors resistius de les inductàncies del motor.



I així és com succeeix, els corrents augmenten tant en freqüència com en amplitud. Això s'ha de traduir en una reducció progressiva del parell i un augment de la velocitat, cada cop amb una menor acceleració.



Aquí s'observa com el parell va disminuint degut a la saturació de tensió i al debilitament de camp (cada cop costa més generar un parell). Això es traduirà en una potència cada cop més constant, fins a arribar a la zona on la potència començarà inclús a baixar el seu valor.



S'observa clarament la reducció del pendent de la corba de velocitat, símptoma que el valor d'acceleració cada cop és més baix. Això és degut directament a la reducció de parell, el qual actua de forma directa sobre la potència i l'acceleració.

4.3 Simulació del control vectorial

En aquest apartat es durà a terme el control vectorial sobre el motor de l'apartat 4.1. Es podrà veure el resultat del control mitjançant els bucles de corrent en el primer apartat i, en conseqüència, del bucle de parell com ja s'ha explicat en l'apartat 3.2.2. Pel que fa al següent apartat, es podrà observar el comportament del motor aportant una consigna de velocitat.

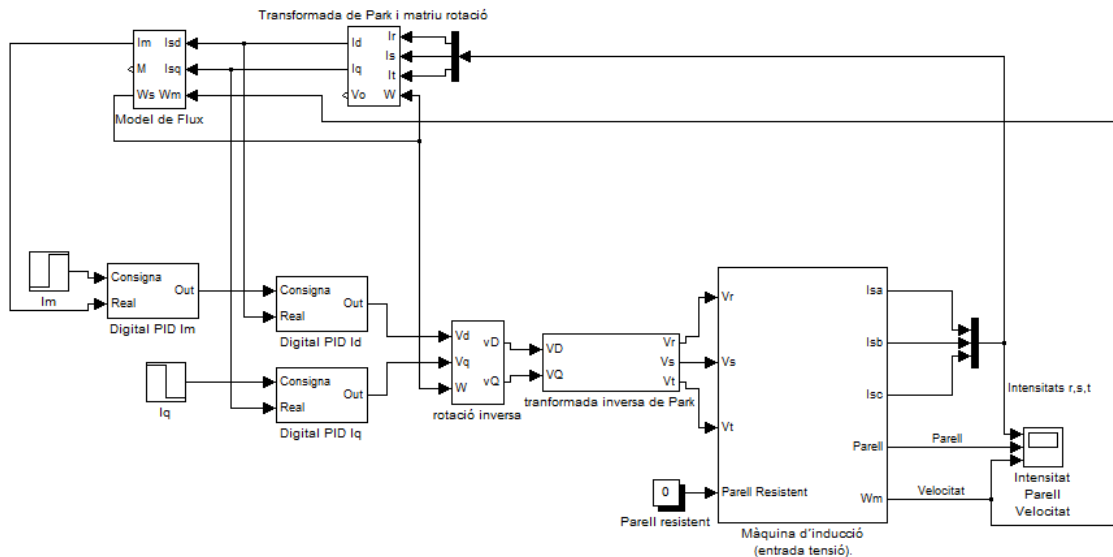
4.3.1 Simulació dels bucles de corrent

4.3.1.1 Arrencada del motor

A continuació, es podrà veure el model que s'ha utilitzat en la simulació:

Sobre el PID d' I_d s'ha col·locat el PID corresponent que donarà el valor d' I_d de consigna del segon PID, a partir d'una consigna d'intensitat magnetitzant que s'estableix. Aquest PID és estrictament necessari ja que, abans d'arrencar el motor, s'ha de magnetitzar la màquina, i amb una consigna directa d' I_d no s'aconsegueix la magnetització de forma correcta.

Tal com s'ha explicat, la consigna de parell es relaciona directament amb I_q , per tant, a la consigna de parell que s'aplicarà al sistema se l'hi aplicarà un guany directe que la relacionarà amb el corrent I_q .



Imatge 4.3: Model de control vectorial sense bucle de velocitat

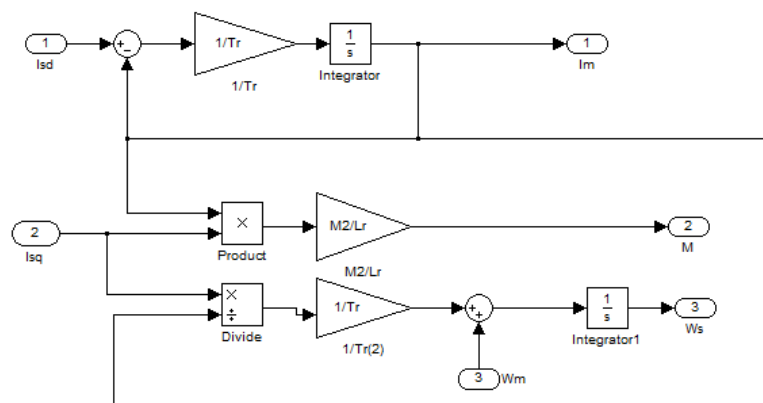
Per tal d'observar com es calcularan les valors per als bucles, a continuació es mostra la composició del model de flux. Primerament, es recuperen les equacions necessàries per a trobar els paràmetres:

$$\frac{d}{dt} = \frac{isd - isq}{T}$$

$$Wr = \int \left(Wm + \frac{isq}{T * im} \right) dt$$

$$T = \frac{M^2}{L_r} \cdot im \cdot isq$$

Equacions utilitzades al model de flux



Imatge 4.4: Model de flux

Paràmetres de la simulació:

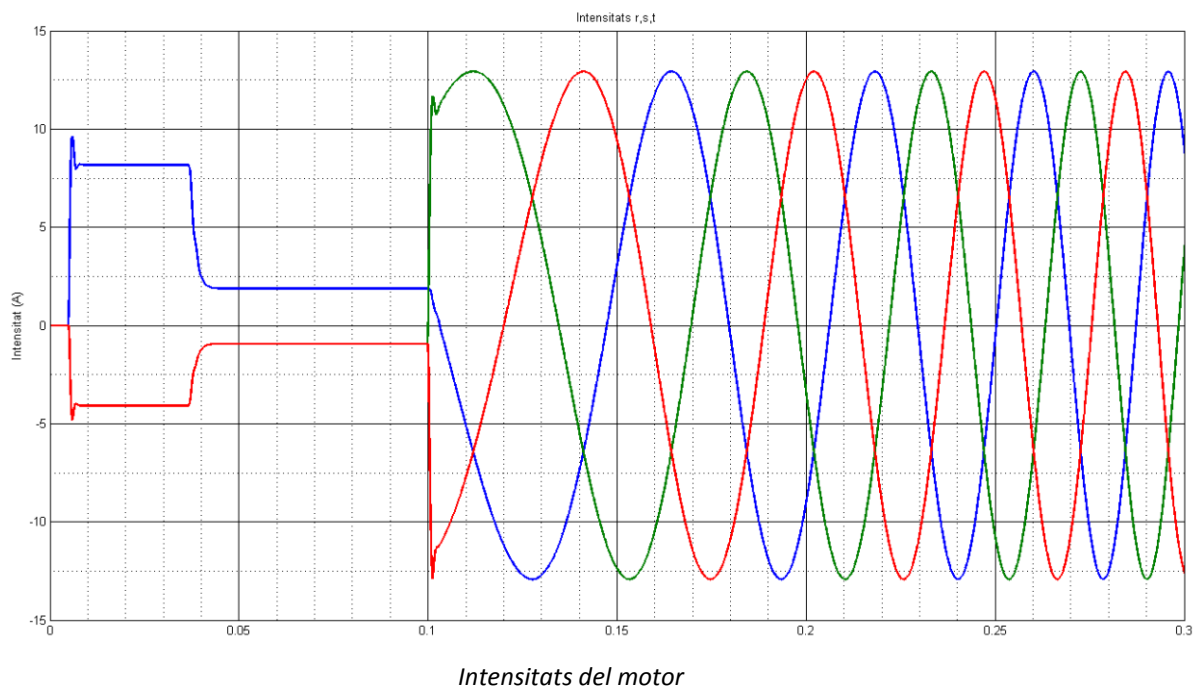
A continuació es mostra una taula amb els diferents valors per les constants de cadascun dels PID un cop ajustada la seva resposta al sistema:

	Kp	Ki	Kd
PID Im	280	19500	0
PID Id	47	19500	0
PID Iq	47	19500	0

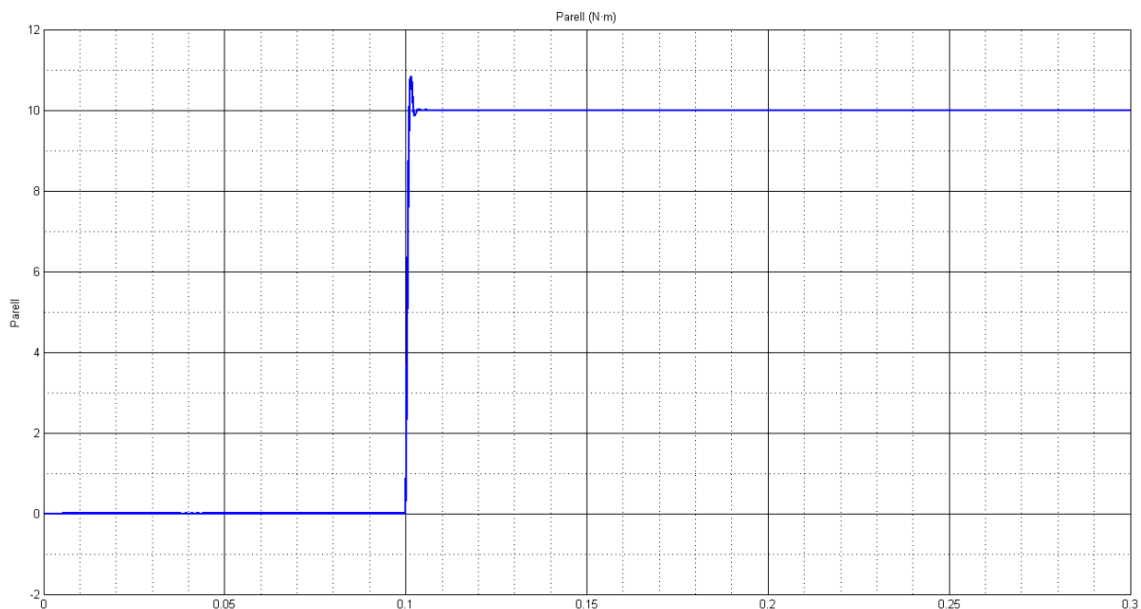
A la següent simulació es pot veure el comportament del motor. La seqüència de consignes serà la següent:

Temps (s)	Im (A)	M (N·m)
0	0	0
0,005	2,3	0
0.1	2,3	10

A continuació, s'observa el comportament del motor durant 0,3 segons de simulació:

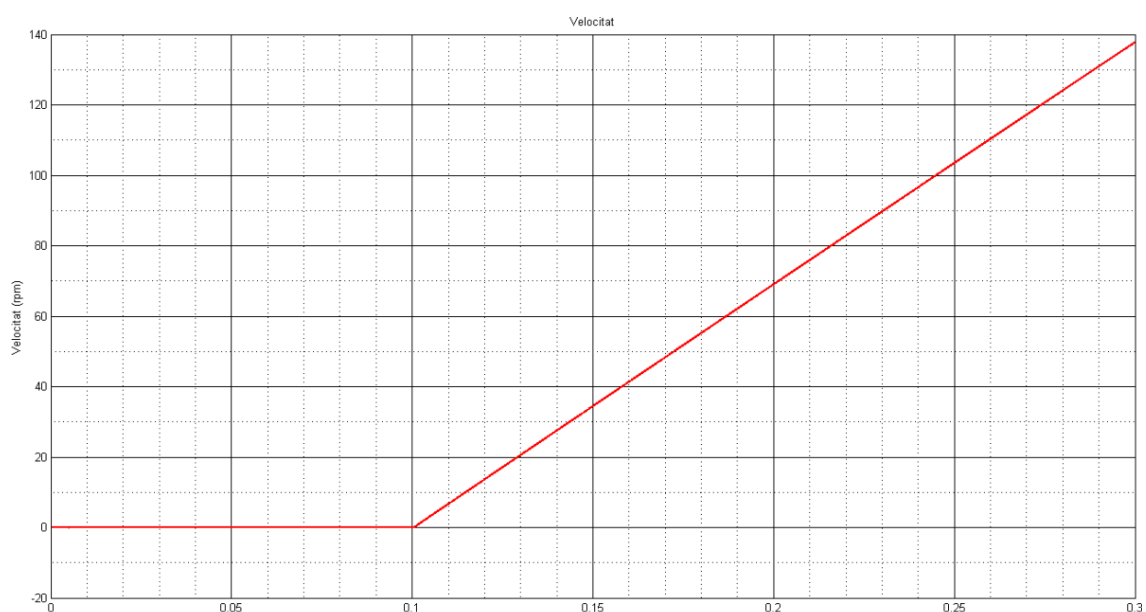


Aquí s'observa l'efecte de la magnetització: la màquina passa de consumir 0A a magnetitzar-se des del moment en què s'aplica la consigna. La magnetització es completa entre $t=0,04$ i $t=0,05$ s, moment en què els corrents s'estabilitzen, però la màquina encara segueix parada. A partir d'aquí, la màquina ja està a punt per arrencar.



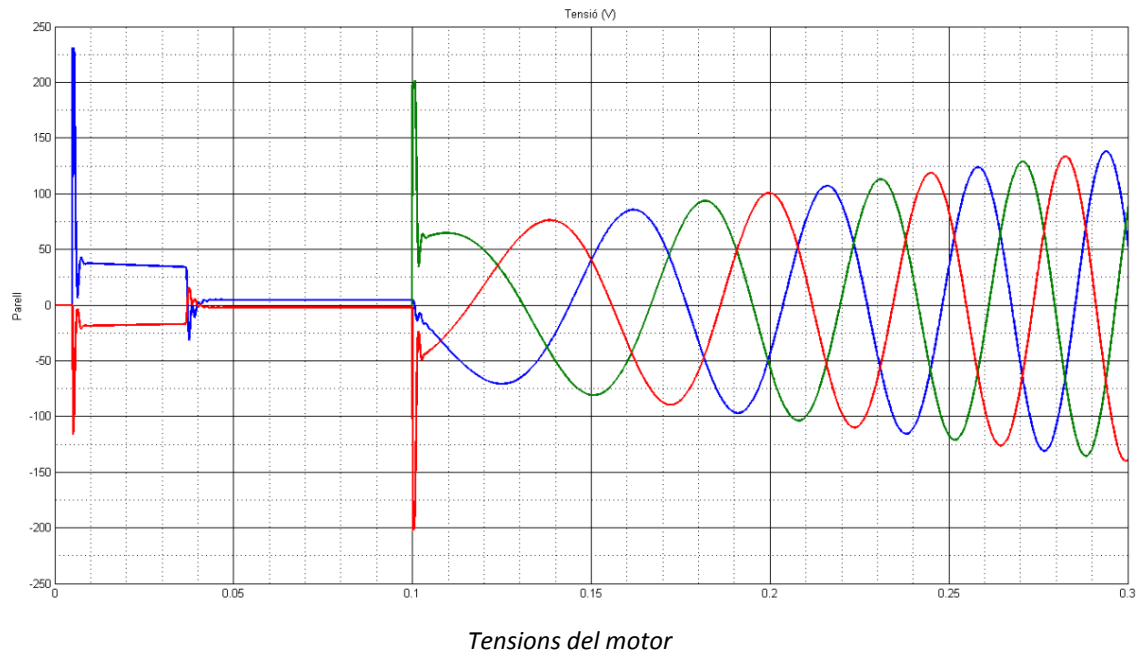
Parell del motor

En el moment d'efectuar la consigna de parell, ràpidament el parell efectuat pel motor esdevé de 10 N·m, amb únicament un petit sobrepuig degut a l'actuació del PID. Així doncs, s'observa que el control compleix amb la seva finalitat.



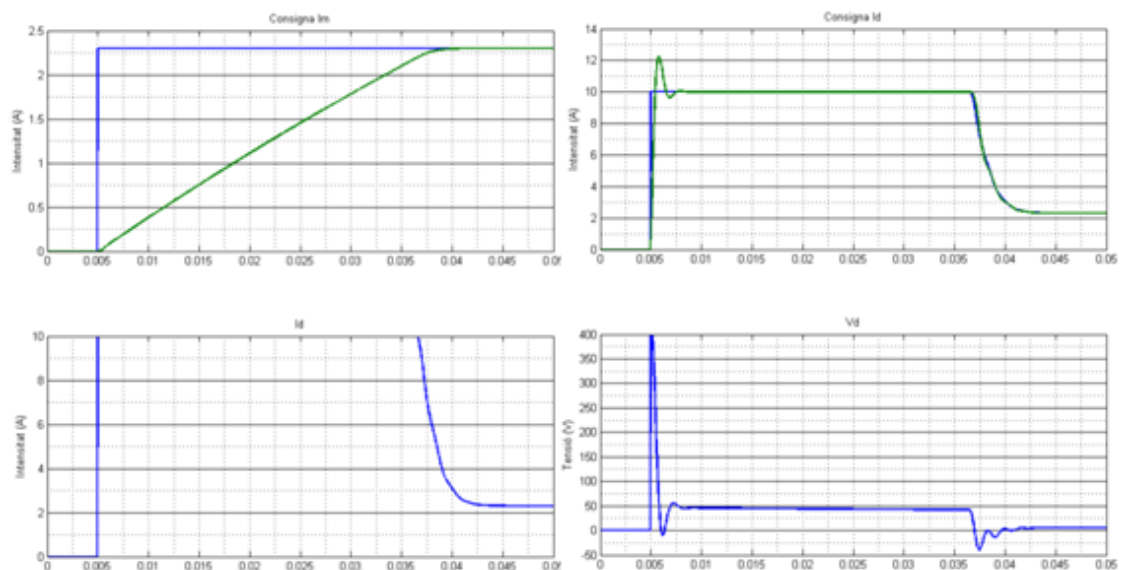
Velocitat del motor

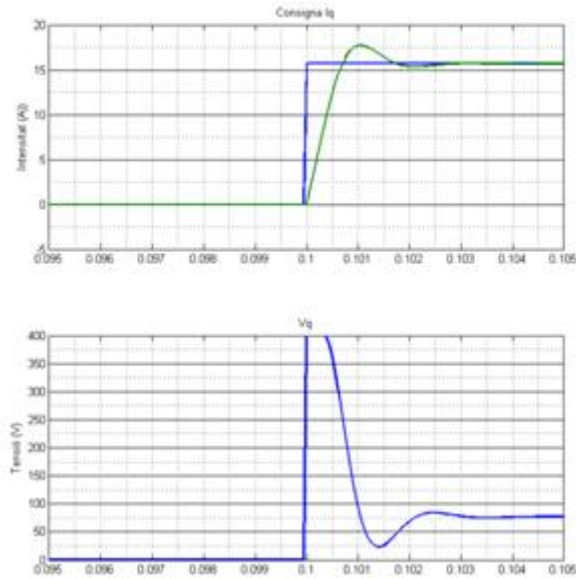
A conseqüència del parell constant, el motor augmenta la seva velocitat de forma lineal. Aquesta és la resposta deguda al control que s'està realitzant, ja que no s'imposa cap valor de consigna de velocitat.



La tensió d'alimentació augmenta de freqüència a mesura que el motor s'accelera, així com també la seva amplitud, ja que la potència entregada pel motor augmenta a mesura que la velocitat augmenta, mentre que el parell es manté constant. Més endavant s'observarà que passa un cop se satura l'alimentació del motor.

Aquí s'observa la resposta dels PID del sistema:



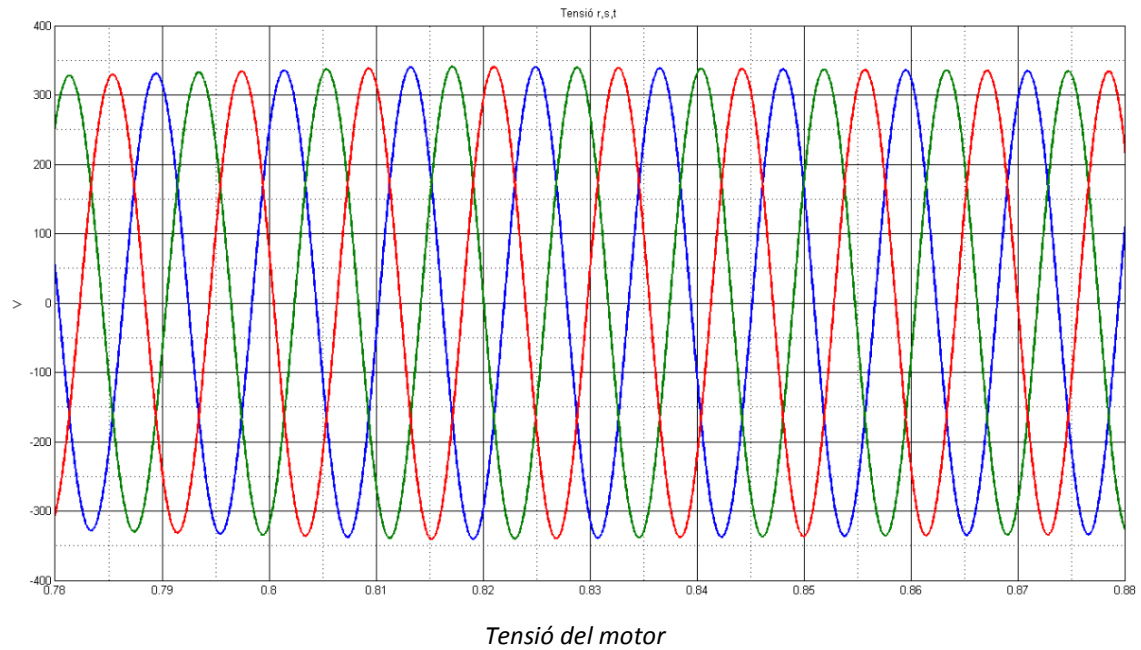
*Respostes dels PID*

En les respostes dels PID es poden observar els valors de saturació: 10A per al corrent I_d , i una tensió de 400V per a les tensions V_d i V_q .

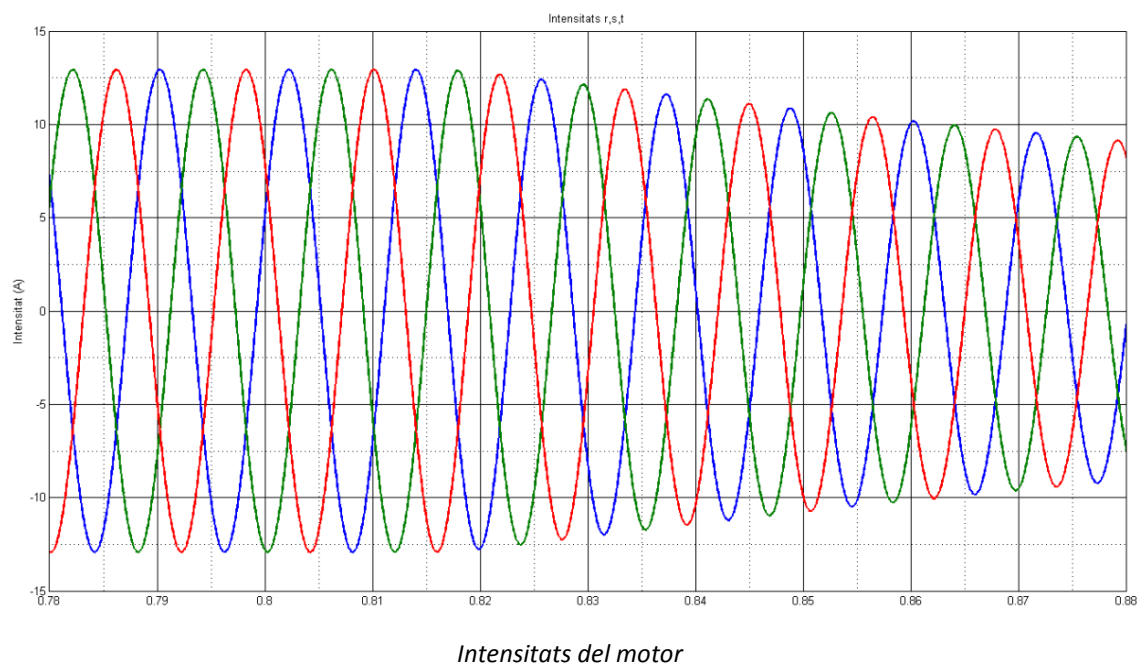
❖ Saturació de tensió

Com s'ha esmentat anteriorment, no es pot mantenir un parell constant per a qualsevol valor de velocitat degut a les limitacions del sistema. Com que aquest sistema treballa a corrent constant, la tensió augmenta a mesura que la velocitat augmenta a conseqüència del parell constant, ja que així ho dicten les equacions de potència. El convertidor de potència emprat no pot subministrar una potència ni una tensió infinita, per això existeix un límit on es produeix una saturació.

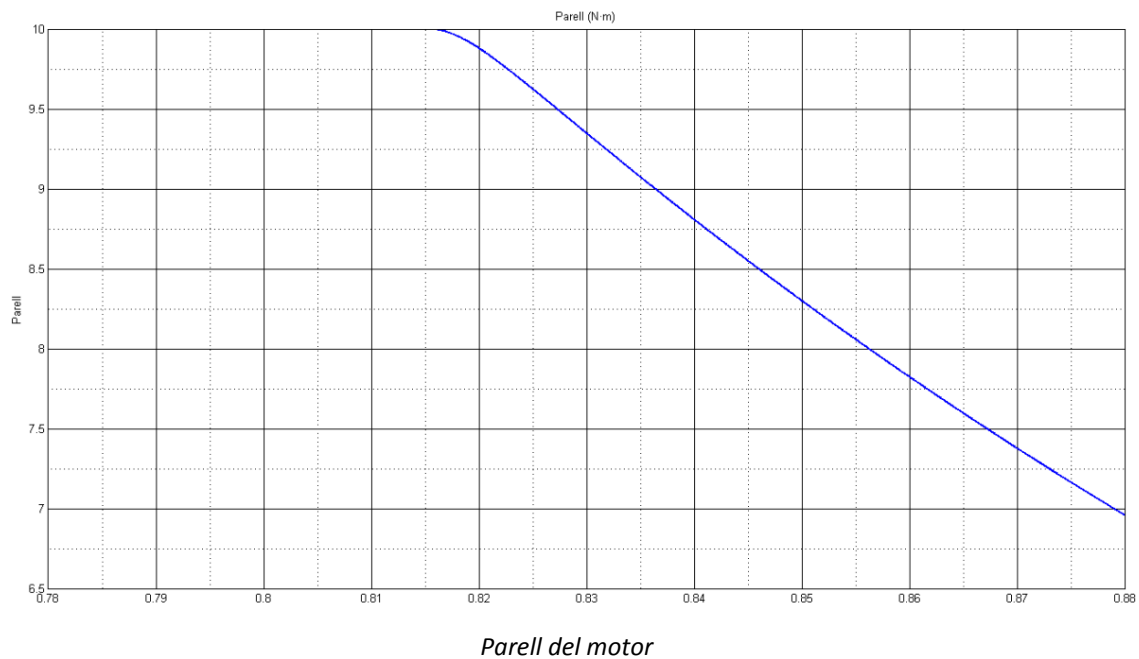
En el cas que podem observar a continuació, la saturació es produirà en el punt de tensió màxima que el sistema pugui aportar. En aquest cas, el sistema pot generar una tensió de 400V entre fases. A continuació s'observarà el fenomen que es produeix en aquest punt i es mostrarà el comportament del motor en assolir-lo:



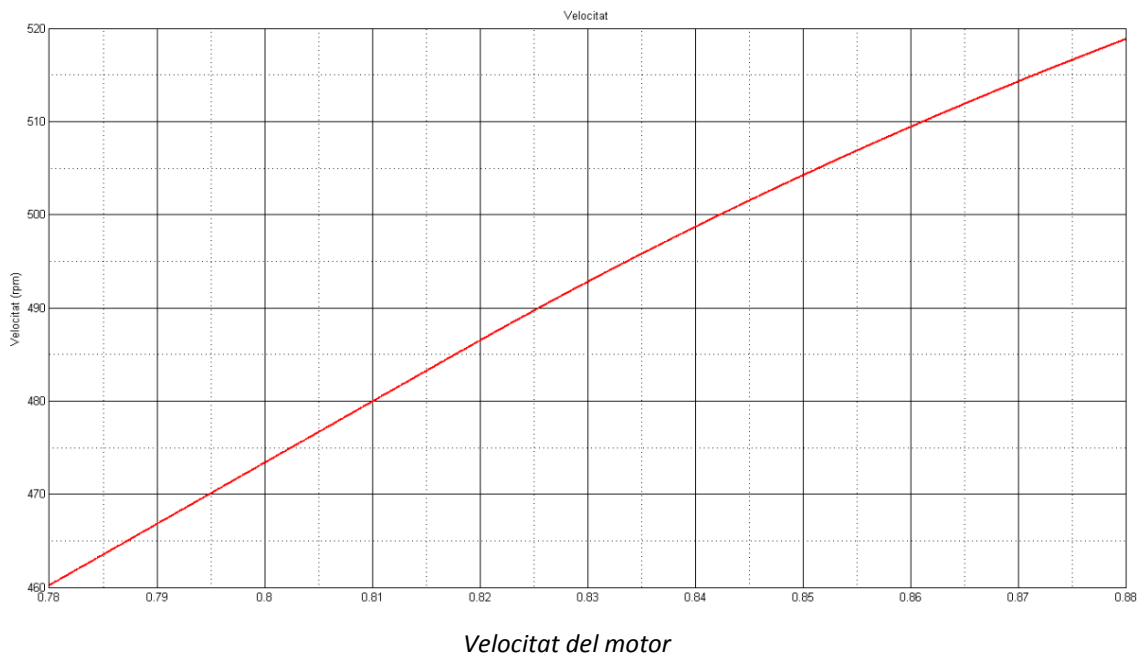
Es pot observar que els nivells de tensió assolixen el màxim nivell que permet el sistema, una tensió eficaç de 230V (325V de pic).



En el punt de tensió màxima, aproximadament a $t=0,82s$, s'observa com els corrents comencen a disminuir degut a la reducció del parell.



El parell disminueix degut a que la potència no pot seguir augmentant. Segons les equacions de potència, a més velocitat el parell ha de disminuir en cas que no existeixi un increment de potència.



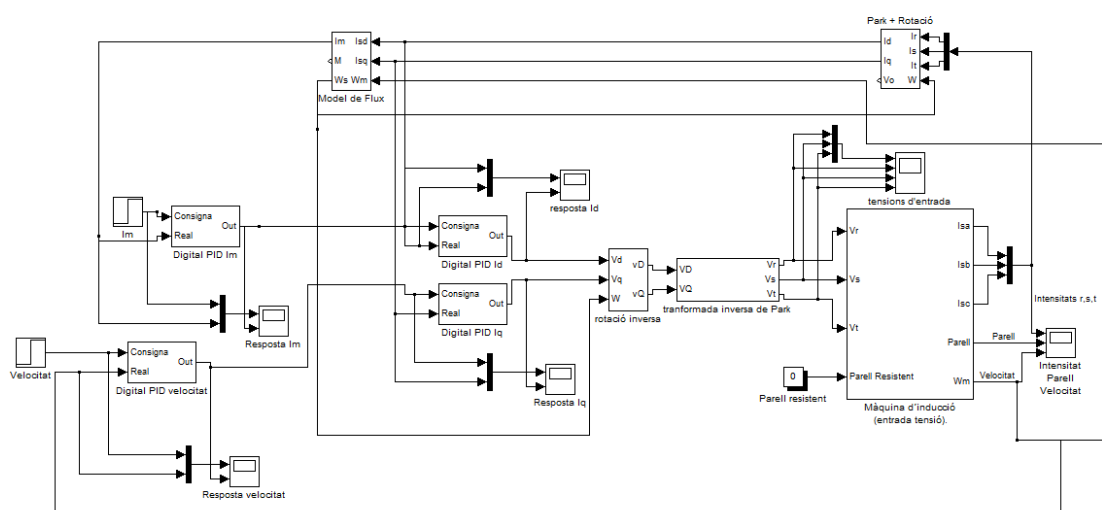
Com es pot observar en la gràfica anterior, l'acceleració del motor disminueix a mesura que el parell disminueix i la velocitat augmenta.

La tendència del motor és d'estabilitzar-se a la velocitat en la qual el parell que genera el motor s'equilibra amb el parell de la càrrega acoblada al motor, tot afegint-hi les pèrdues mecàniques que ha de superar.

Pel que fa al següent apartat, s'aplicarà un bucle de velocitat per tal de poder fer girar el motor a voluntat de l'usuari.

4.3.2 Simulació del bucle de velocitat

Aquesta simulació es basa en els mateixos principis que la simulació de l'apartat anterior, la diferència és únicament la introducció del bucle de velocitat, que controlarà la consigna de corrent I_q , la qual es controlava de forma directa en la simulació anterior.



Imatge 4.5: Control vectorial amb bucle de velocitat

La consigna de parell passa a ser la designada pel PID de velocitat, el qual llegeix la velocitat del motor i, en funció de la consigna de velocitat, genera una consigna de corrent que en conseqüència definirà el parell de la màquina. El parell definit serà el parell necessari per tal que la màquina pugui girar a la velocitat designada per la consigna. Tant la velocitat del motor com la velocitat de consigna estan expressades en rad/s (1 rad/s equival a 9,547 rpm).

Tenint en compte que el corrent de saturació se situarà als 10A (1A equival a 0,6381 N·m per al valor d'intensitat magnetitzant de 2,3A) per al nou PID de velocitat, el parell màxim de la màquina es veurà limitat respecte el de l'apartat anterior.

El PID de velocitat tindrà una velocitat de resposta molt més lenta degut a que el motor necessita cert temps per accelerar. També és un aspecte a tenir en compte que el parell té un nivell de saturació que no permetrà una acceleració més ràpida que la que es produirà.

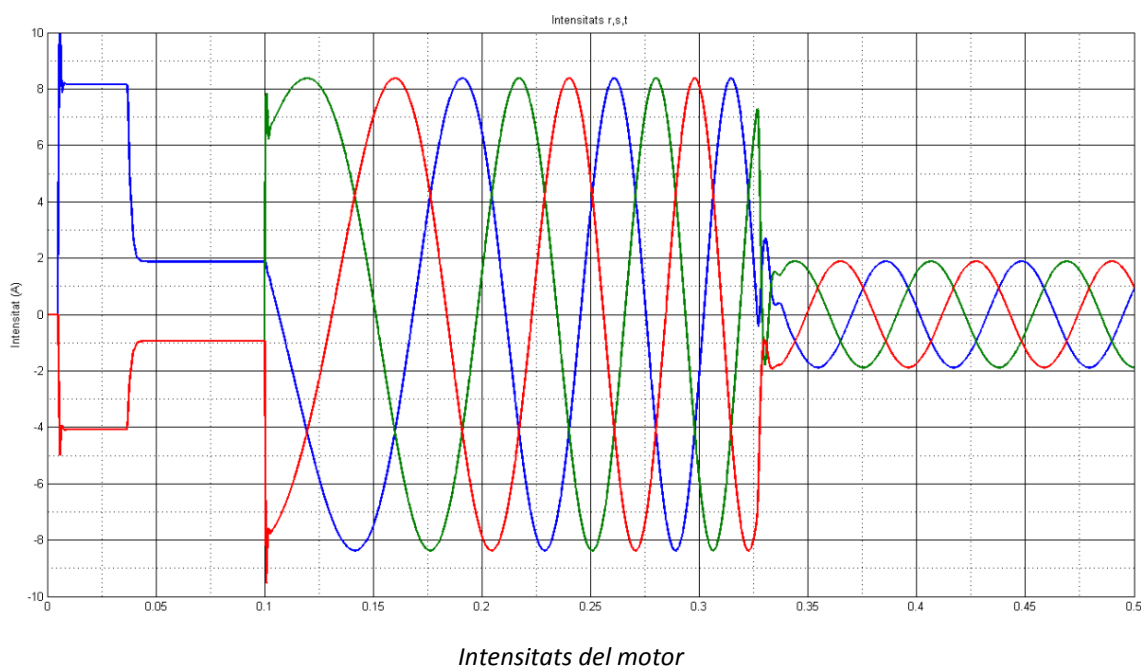
	Kp	Ki	Kd
PID Im	280	19500	0
PID Id	47	19500	0
PID Iq	47	19500	0
PID velocitat	4,7	1950	0

Per tal d'aconseguir una resposta estable, veient que la resposta de velocitat serà molt més lenta que la resta de respostes, les constants del PID han de ser molt més petites per així evitar una inestabilitat del sistema.

La seqüència de consignes serà la següent:

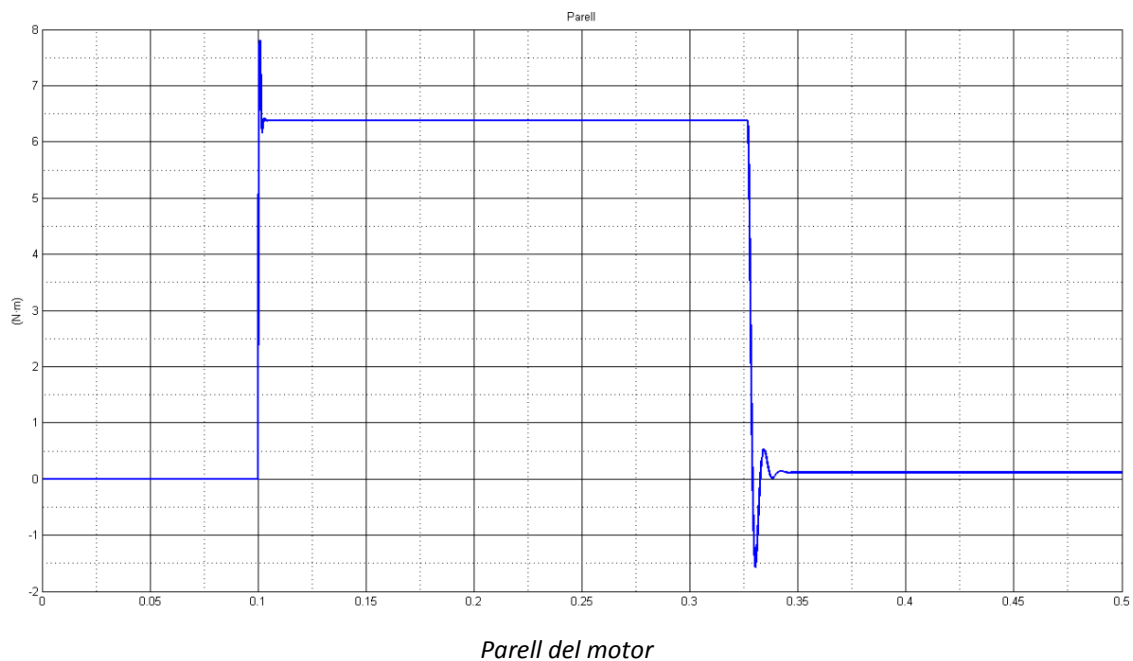
Temps (s)	Im (A)	v (rad/s)
0	0	0
0,005	2,3	0
0.1	2,3	100

Les següents gràfiques mostren els resultats d'aquesta simulació:

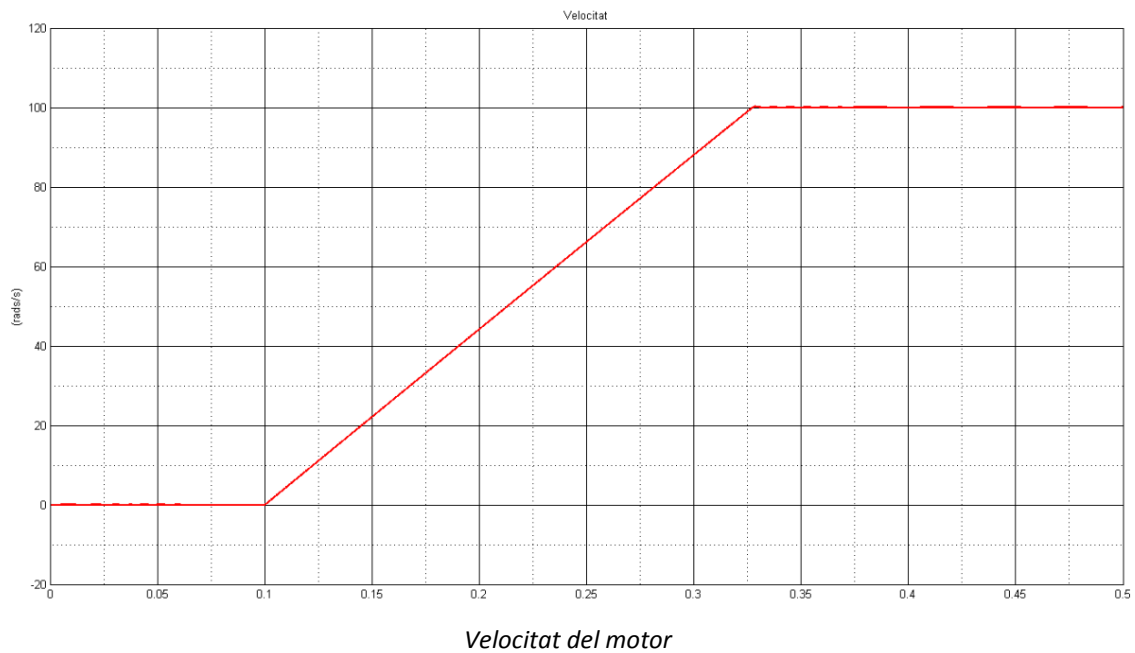


El comportament del motor és exactament el mateix que en la simulació anterior mentre el parell és constant per tal d'accelerar el motor. Un cop s'assoleix la velocitat de consigna, el parell disminueix a un valor tal que fa que la velocitat de la màquina es pugui mantenir constant.

En les diferents gràfiques s'observaran unes lleugeres oscil·lacions entre l'interval de temps comprès entre 0,32s i 0,34s. Com ja s'ha esmentat anteriorment, aquestes oscil·lacions es deuen a la resposta, no tan ràpida, del PID de velocitat. Una resposta més ràpida ocasionaria un arrissat molt gran degut a un sistema inestable. En qualsevol cas, les respostes dels diferents PID s'observen en les diferents situacions de canvi de consigna, tot i que les durades de les oscil·lacions són inferiors a la centèsima de segon.

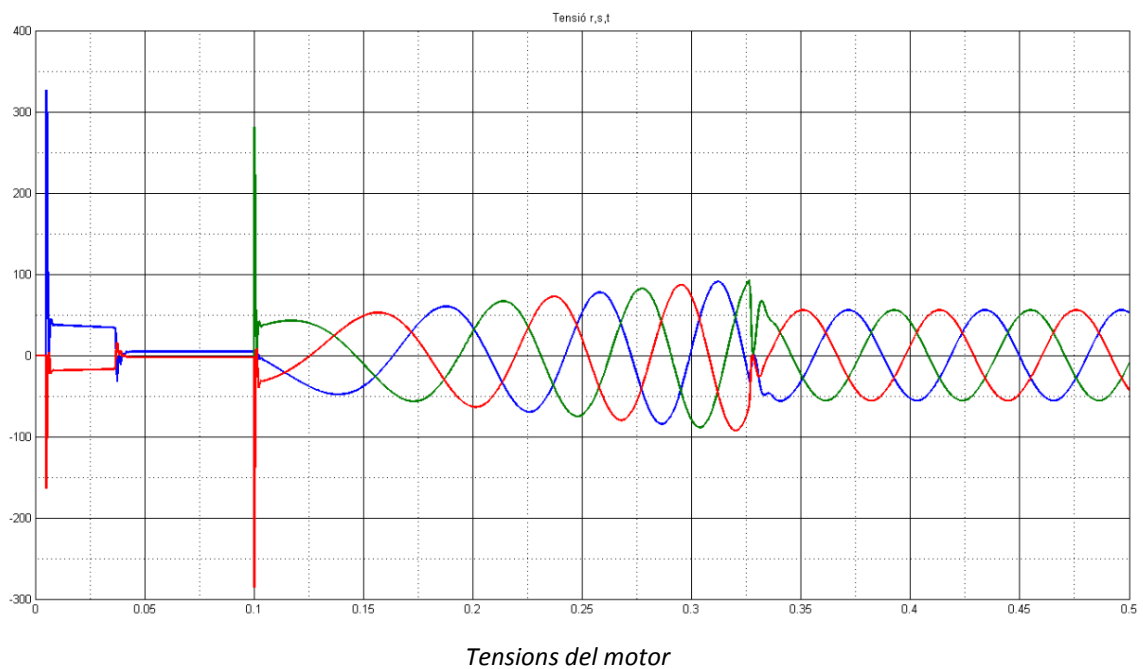


El parell que genera la màquina és el màxim que permet el sistema durant el període d'acceleració. Un cop superat aquest període, s'observa com el parell se situa al valor necessari per estabilitzar la velocitat.

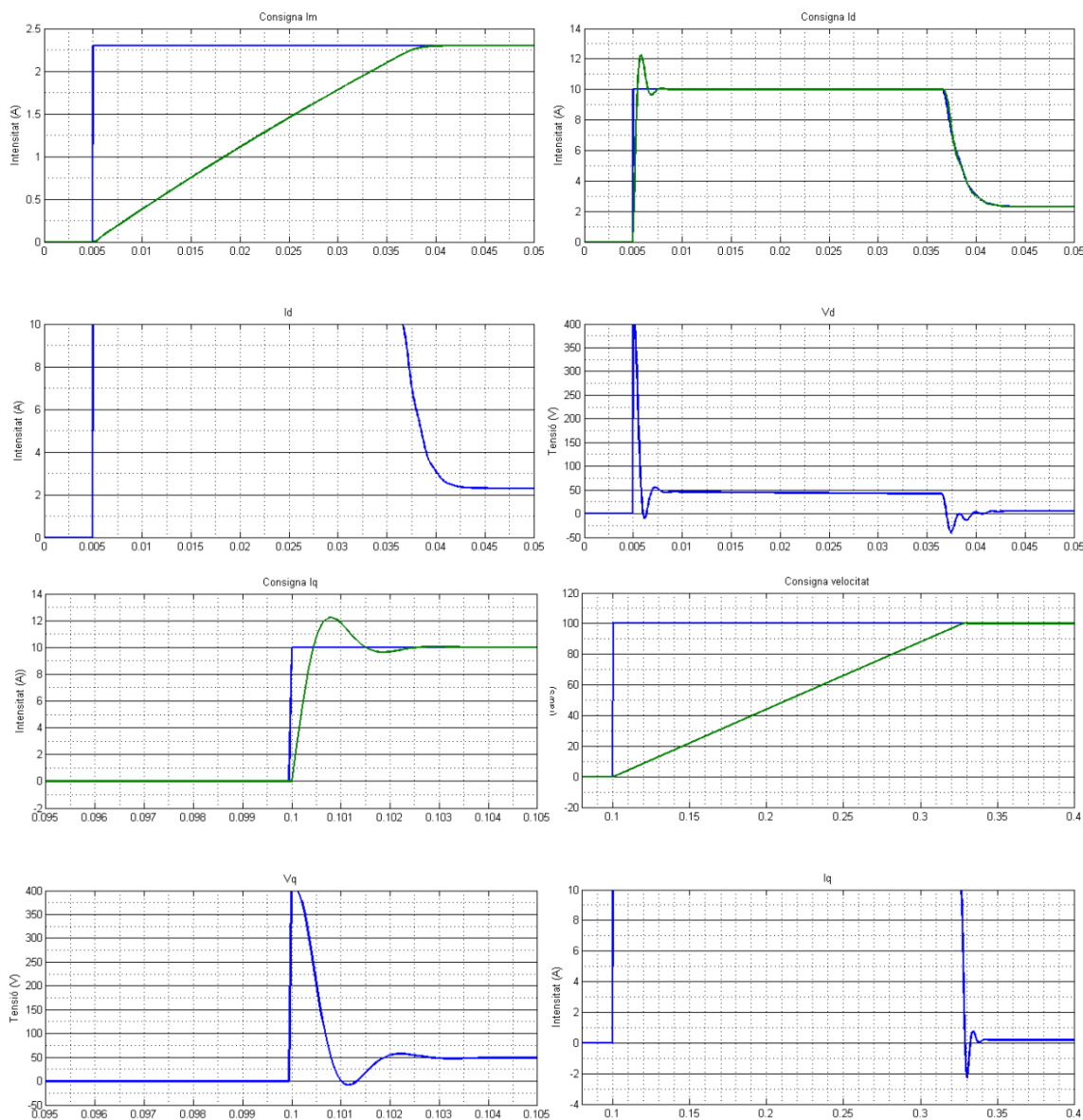


El resultat del control de la velocitat és molt satisfactori. S'observa com la gràfica de velocitat té un aspecte gairebé immillorable. El motor ha respost a la consigna amb el resultat que s'observa.

La tensió d'alimentació ha tingut el següent comportament:



La resposta dels PID ha estat, com es pot observar en les següents gràfiques, molt similar, per no dir pràcticament idèntica, a la simulació anterior, incorporant ara la resposta del PID de velocitat, on s'aprecia la velocitat més lenta de resposta per part d'aquest PID.



Respostes dels PID del sistema

Cal esmentar que davant d'una saturació de tensió esdevindria el mateix problema que es pot observar en la simulació de l'apartat anterior. L'única opció davant d'aquest fenomen és un debilitament de camp, el qual ja s'ha explicat anteriorment.

Fins ara, les simulacions realitzades han estat basades en els períodes d'arrencada. Per tal de visualitzar el comportament davant d'un canvi de consigna, es realitzarà una simulació

addicional que permetrà treure conclusions addicionals respecte al funcionament i efectivitat d'aquest mètode de control.

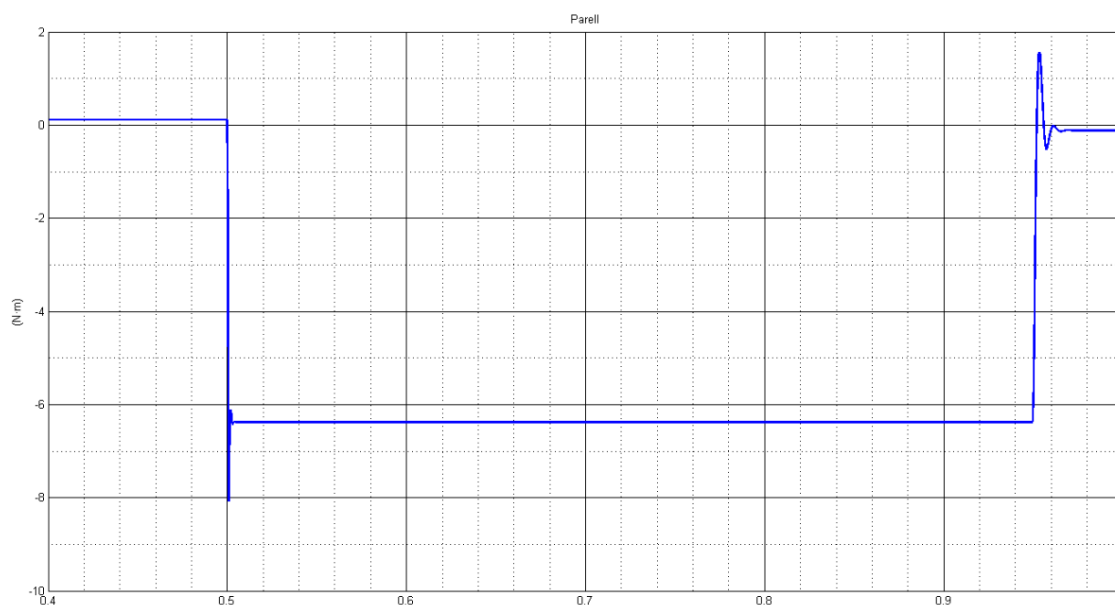
❖ Resposta del motor davant d'un canvi de consigna.

La seqüència de consignes que es portarà a terme consistirà en un canvi de sentit a partir de l'última consigna de la simulació anterior. Per tant, les gràfiques s'acotaran a partir de $t=0,4s$, moment en el qual el motor ja està girant a la velocitat de consigna inicial.

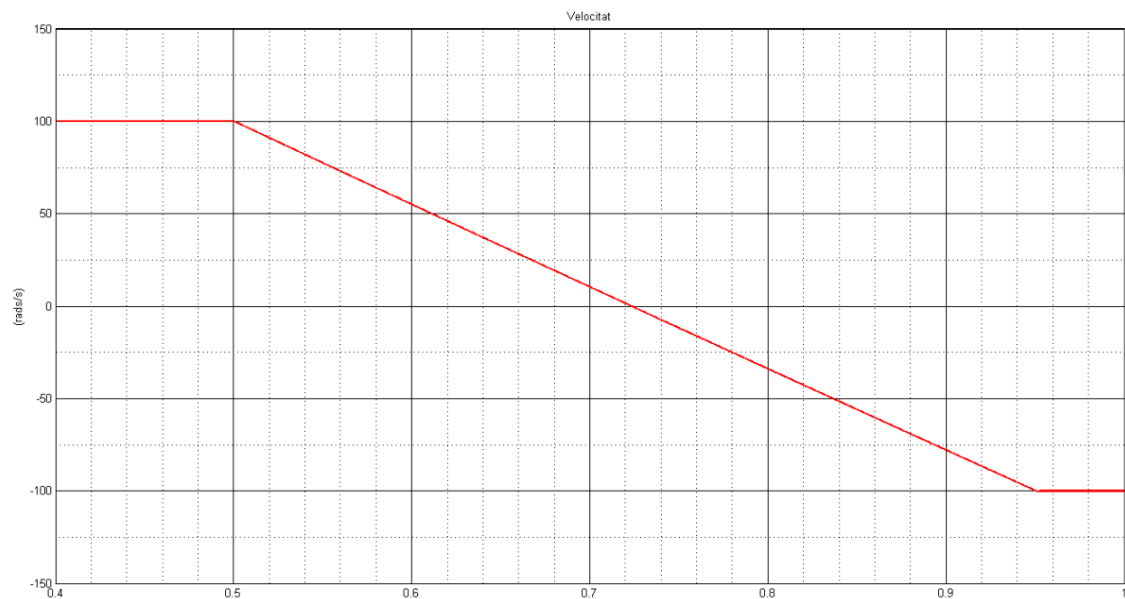
Temps (s)	I_m (A)	v (rad/s)
0	0	0
0,005	2,3	0
0.1	2,3	100
0.5	2,3	-100

L'objectiu de la simulació, a part de visualitzar la reacció del motor davant d'un canvi de consigna, és visualitzar també com es realitza el canvi de sentit del motor.

Es mostra, primerament, el parell i la velocitat de la màquina entre els instants $t=0.4s$ i $t=1s$.

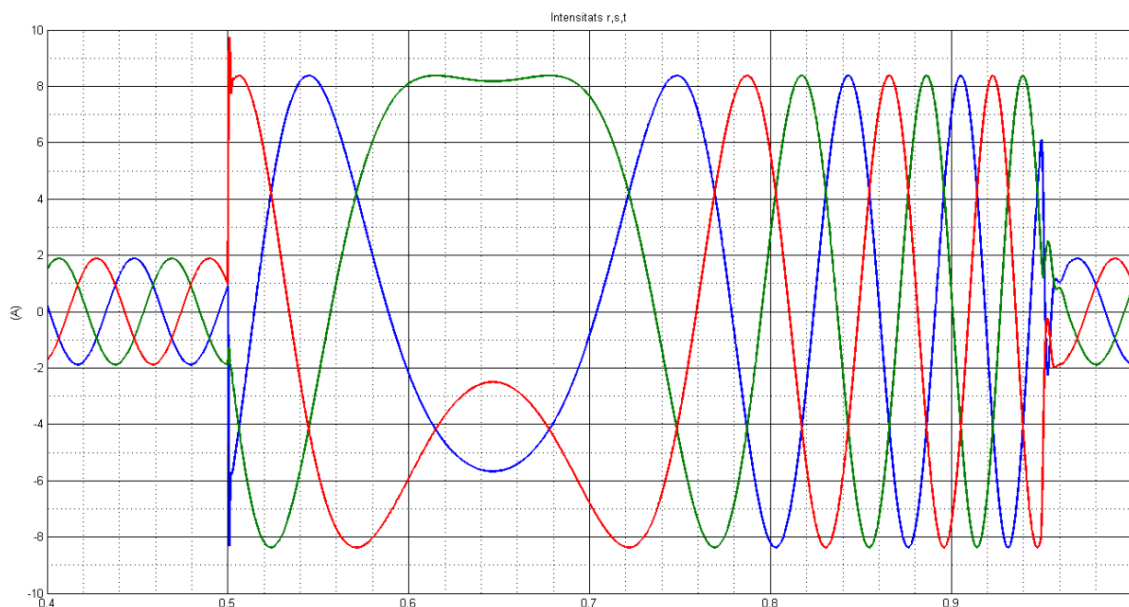


Parell del motor durant el canvi de consigna



Velocitat del motor durant la desaceleració

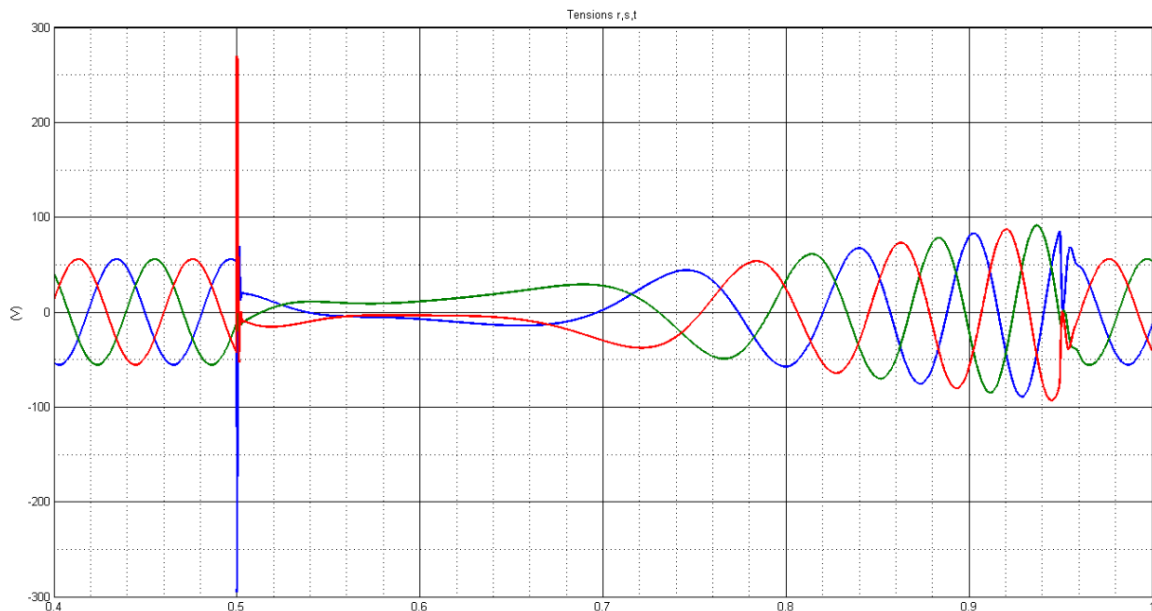
Els comportaments del parell i la velocitat responen de la mateixa forma al canvi de consigna que a la consigna inicial, en aquest cas, en sentit contrari a la consigna inicial, és a dir, cap al costat negatiu de la gràfica. Les limitacions de corrent, tensió i parell són les mateixes tant en un sentit com en l'altre. Així ho demostra la forma simètrica de les gràfiques obtingudes.



Intensitats de l'estator durant el canvi de consigna.

S'observa que en el moment de la consigna s'altera l'amplitud i fase dels corrents, moment en el qual comença el període de frenada del motor. Entre l'instant $t=0.6s$ i $t=0.7s$, s'observa com el canvi de sentit està a punt de produir-se, ja que posteriorment s'observa el canvi de seqüència de fases r, s, t a la nova seqüència de fases r, t, s .

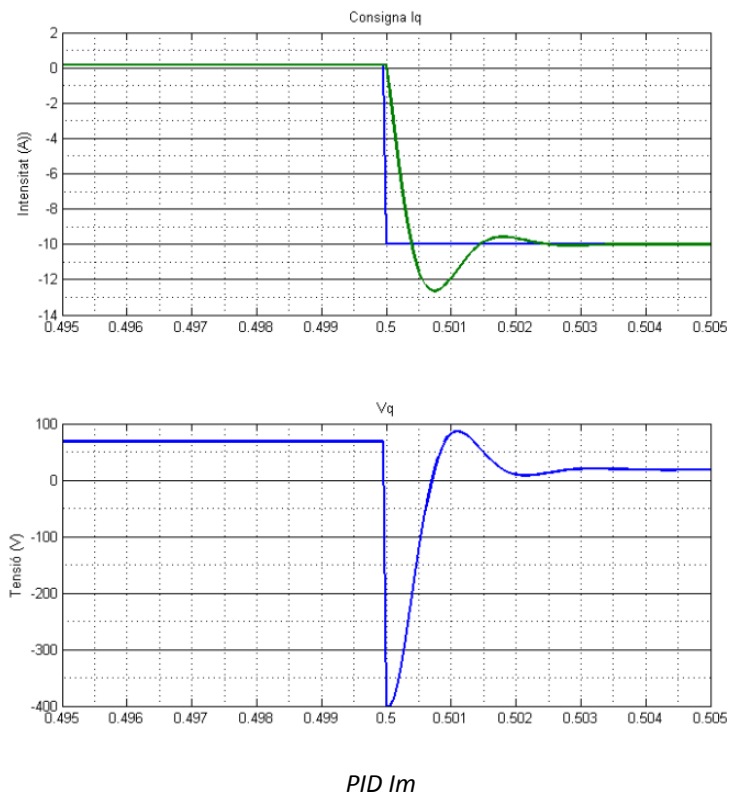
Un cop el motor ha superat el canvi de sentit i el posterior període d'acceleració, els corrents disminueixen degut al nou parell de consigna generat pel PID de velocitat, que dictarà un valor igual al d'abans del canvi de sentit, però amb signe contrari al valor anteriorment observat.



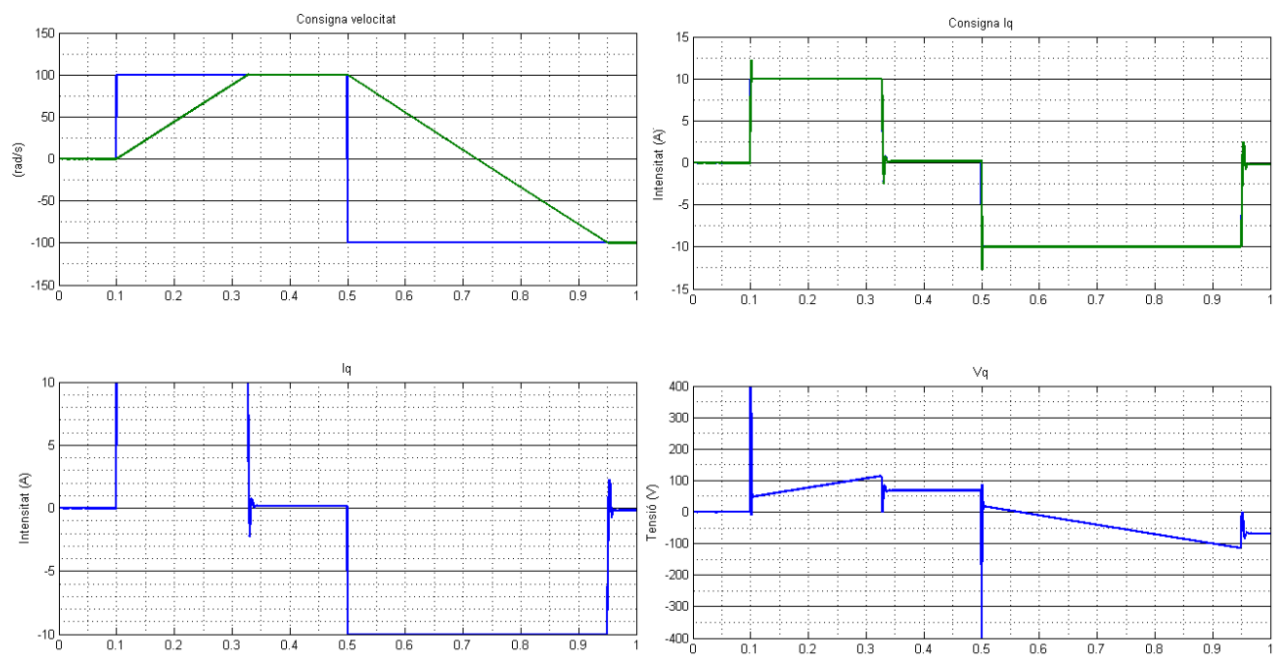
Tensions del motor durant el canvi de consigna

Com es pot observar a la gràfica anterior, ha succeït un fenomen molt similar. La resposta dels PID no es necessari analitzar-la ja que esdevindrà la mateixa que en les simulacions anteriors, únicament que es produirà per un valor de signe contrari.

Per altra banda, els PID de corrent magnetitzant i I_d no experimenten cap canvi durant aquest canvi de velocitat, ja que les consignes del corrent magnetitzant no s'alteren i es mantenen estables.



Per acabar amb aquest apartat, es mostraran les gràfiques dels PID de velocitat i de I_q durant el transcurs complet de la simulació, entre $t=0s$ i $t=1s$ (un segon de durada en total).



Resposta dels PID de velocitat i de I_q

5. Conclusions

5.1 Anàlisi de resultats i assoliment d'objectius

Els principals objectius d'aquest treball requereixen un comportament específic per part del motor d'inducció. Un comportament que provoqui que aquest motor pugui ser utilitzat en nombroses aplicacions mentre substitueix a motors de corrent continu, millorant l'eficàcia econòmica i les prestacions.

Al preludi dels anàlisis dels mètodes s'han explicat conceptes imprescindibles de cara al control que, sens dubte, no són els únics, però representen una base de cara al control de motors.

Primerament, s'ha estudiat el control escalar, també conegut com a mètode de tensió freqüència. Aquest mètode s'implementa en llaç obert en l'exemple que s'ha dut a terme i no pot adaptar-se a la màquina ja que no s'efectua cap correcció per cap llaç. No obstant, ajustant els temps de resposta i els diferents paràmetres de control, hem observat com s'obté un control decent del motor, sobretot si el lliscament es manté al mínim possible. En qualsevol cas, aquest mètode també es pot dur a terme en llaç tancat, tot i que no es òptim per obtenir respostes perfectes com ocorre amb el control vectorial.

De tot el que s'ha observat en l'estudi del control escalar i en les simulacions se'n pot treure la conclusió que es tracta d'un mètode útil amb aplicacions que no requereixin gran precisió, així com amb remeses massives de motors controlats per a aplicacions diverses. És un mètode que de forma econòmica millora el comportament dinàmic del motor d'inducció, adaptant el seu comportament als requeriments de l'usuari.

D'altra banda s'ha estudiat el control vectorial. El control vectorial permet una gran precisió de consignes gràcies als bucles de corrent i de control, els quals, ajustats amb els paràmetres correctes, actuen amb una rapidesa extraordinària i amb una precisió excel·lent. La clau està en l'ajust dels paràmetres dels PID, que són els que controlen l'alimentació del motor en funció de la consigna, principal avantatge de treballar en llaç tancat. Els únics límits, pràcticament, de l'eficàcia de la resposta del control vectorial és la limitació dels corrents, que al mateix temps limiten el parell i la velocitat del motor. Cal dir que, sense les limitacions corresponents, el motor estaria completament desprotegit, afegint la possibilitat de malmetre el motor fins al punt de destruir-lo

Un possible auto ajustament dels PID del sistema davant de diferències constructives entre motors que duguin a terme la mateixa funció evitaria el fet que dos motors fabricats de forma idèntica no actuessin de la mateixa forma a causa de petites diferències, ja que no tots els motors són idèntics encara que es fabriquin de la mateixa forma. Això ocasionarà petites diferències en els comportaments, fet que es pot solucionar amb PID auto ajustables per tal de trobar els paràmetres correctes per a una resposta determinada.

El control vectorial permet treballar en aplicacions amb necessitats de gran precisió, com per exemple: motors de cadenes de muntatge, braços robot... La precisió de les consignes permet infinitat de possibilitats.

5.2 Valoració i opinió

A valoració de l'autor, aquest treball obre una petita porta a qualsevol persona interessada en el control de motors, especialment els motors d'inducció, ja que aquest treball ha estat elaborat des d'un coneixement bàsic d'aquest camp i ha servit per al desenvolupament i descobriment de la matèria pel propi autor.

De cara al contingut del treball, s'han decidit estudiar principalment dos mètodes, un dels quals pràcticament ha absorbit a l'anterior, degut principalment als costos de l'electrònica i a la seva precisió. El control vectorial, molt superior al control escalar, ha estat analitzat al nivell més bàsic. Tant l'un com l'altre tenen una extensió en desenvolupament i perfecció que no ha estat reflectida al treball, ja que només se n'ha tractat la base. Cal dir també que hi ha una gran varietat de mètodes no referits en aquest treball, així com moltes varietats de control dins d'un mateix mètode, enfront a la infinitat d'aplicacions que es poden requerir en els temps actuals.

A nivell personal, cal dir que el control vectorial ha estat el més difícil de dur a terme, però també és el mètode amb més possibilitats dels que s'han estudiat, sempre que es disposi de les eines i la tecnologia adequades.

5.3 Treballs futurs

Aquest treball obre a l'autor d'aquest treball una base per a la comprensió del camp del control, que esdevé una porta cap a la realització pràctica del que s'ha exposat en aquest treball, fet que ha d'animar a futurs estudiants a desenvolupar els mètodes exposats per tal de realitzar Treballs de Fi de Grau on s'exposin de forma pràctica les bases que pretén establir aquest treball, utilitzant la tecnologia necessària i els mètodes complementaris per a dur-los a terme.

Un proper treball partint de la base d'aquest podria contenir ampliacions dels diferents mètodes de control, així com el desenvolupament de millores específiques o l'explicació de nous mètodes de control.

6. Bibliografia

6.1 Llibres consultats

- FRAILE MORA, Jesús. *Máquinas eléctricas*. Madrid: McGraw-Hill, 2008. Pàg. 289-290. ISBN 9788448161125
- BERGAS, Joan. *Control del motor d'inducció considerant els límits del convertidor i del motor*. Barcelona: Universitat Politècnica de Catalunya, 2000. ISBN 8468892661.
- TRZYNADLOWSKI, Andrzej. *Control of induction motors*. Florida: Academic Press, 2001. Pàg. 99, 142, 143, 145. ISBN 0127015108
- POLOUJADOFF, M. *Conversiones electro-mecánicas*. Barcelona: Marcombo S.A., 1974. ISBN 8426702600.
- LOBOSCO, Orlando; DIAS, José Luiz. *Selección y aplicación de motores eléctricos*. Barcelona: Marcombo S.A., 1989. ISBN 842670769-6
- MENSO, Jose María. *Arranque Industrial de motores asíncronos*. Madrid: McGraw-Hill, 1995. ISBN 844811633.
- GROSS, Charles. *Electric machines*. Florida: Taylor & Francis Group, 2007. ISBN 0849385814.

6.2 Webgrafia

- "Telsa polyphase induction motors" [en línia]. A: *The All About Circuits Site*. S.l.: All About Circuits, 2003. <http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_13/7.html> [Data de consulta: 3 d'abril de 2013].
- JOSEPHJOHN. "Implementing Motor Control using ADSP 2101" [en línia]. A: *EngineerZone Support Community*. Massachusetts: Analog Devices, 2010. <<http://ez.analog.com/thread/4646>> [Data de consulta: 25 d'abril de 2013].

- “PID controller” [en línia]. A: *Wikipedia, The Free Encyclopedia*. Estats Units: Wikipedia, The Free Encyclopedia, 2013 < http://en.wikipedia.org/wiki/PID_controller > [Data de consulta: 5 de maig de 2013].
- GUÍTEZ, Iñigo. “PID en Step7: Ejemplo de control de temperatura” [en línia]. A: *Programación SIEMENS*. S.l.: Wordpress, 2013. <<http://programacionsiemens.com/pid-en-step7/>> [Data de consulta: 13 de maig de 2013].
- KUMSUWAN, Yuttana; PREMRUDEEPREECHACHARN, Suttichai; TOLIYAT, Hamid. “Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control for stator flux” [en línia]. A: *Electric Power Systems Research*. Tailàndia: Chiang Mai University, 2008.
<<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779608000758>> [Data de consulta: 15 de maig de 2013].
- CHIKH, Khalid; KHAFALLAH, Mohamed; SAÂD, Abdallah. “Improved DTC Algorithms for Reducing Torque and Flux Ripples of PMSM Based on Fuzzy Logic and PWM Techniques” [en línia]. A: *MATLAB – A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications – Volume 1*. Marroc: Vasilios N. Katsikis, 2012.
<<http://www.intechopen.com/books/matlab-a-fundamental-tool-for-scientific-computing-and-engineering-applications-volume-1/improved-dtc-algorithms-for-reducing-torque-and-flux-ripples-of-pmsm-based-on-fuzzy-logic-and-pwm-te>> [Data de consulta: 30 de maig de 2013].
- “Control Servo Motion Control – PID Control” [en línia]. A: *Controller Circuit*. S.l.: Electronic Circuits (Electronic Circuits Schematics Laboratory), 2011.
<<http://microcontroller.circuitlab.org/2011/03/control-servo-motion-control-pid.html>> [Data de consulta: 10 de juny de 2013].

7. Documents annexos

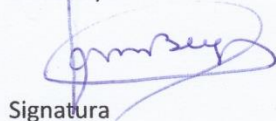
NORMATIVA DEL TFG DE
L'EPSEM

Emplenar per l'estudiant/a

ANNEX 1.- AUTORIZACIÓ DE LA MATRÍCULA DEL TFG EN MODALITAT A o B

ESTUDIANT/A: Marc Porti Suárez		Núm. Identificatiu 39391954-S	
GRAU EN: Enginyeria Elèctrica			
DIRECTOR/A DEL TFG: Joan Bergas Jané			
DEPARTAMENT: Enginyeria Elèctrica			
REALITZACIÓ EN ANGLÈS: Sí <input type="checkbox"/> No <input checked="" type="checkbox"/>			
MODALITAT: A <input checked="" type="checkbox"/> B <input type="checkbox"/>			
TÍTOL: Control digital d'un motor d'inducció			
DESCRIPCIÓ:			
<ul style="list-style-type: none"> - Estudi inicial dels diferents mètodes de control del Motor d'inducció trifàsic - Un cop presentats els mètodes, se'n triarà un per a estudiar-lo d'una forma més profunda de forma teòrica, per a procedir a posteriors simulacions d'aquest. - Finalment i si es possible, s'implementarà el sistema en una plataforma basada en DSP (Digital Signal Processor) 			
SOL·LICITUD PER A SER AVALUAT DE LES COMPETÈNCIES GENÈRIQUES EN NIVELL 3 (si no estan assolides)		Sí	No
1.- Emprenedoria i innovació			X
2.- Sostenibilitat i compromís social			X
3.- Tercera Llengua			X
4.- Comunicació eficaç oral i escrita			X
5.- Ús solvent dels recursos d'informació			X
6.- Aprenentatge autònom			X
7.- Treball en equip			X

Director/a



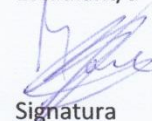
Signatura

Co-director/a

(si s'escau)

Signatura

Estudiant/a



Signatura

Data Registre : 10/04/2013 (validesa: un any des de la data del registre)

3 Exemplars: Director/a / Secretaria de l'Escola / Estudiant/a per incorporar al TFG

* Normativa Transitòria fins que l'aplicatiu PRISMA permeti la gestió telemàtica del TFG

(Document aprovat per la Comissió Permanent de 5 de juliol de 2012, i per la Junta de Centre de 12 de juliol de 2012)

**NORMATIVA DEL TFG DE
L'EPSEM***Emplenar per l'estudiant/a***ANNEX 2.- LLIURAMENT DEL TFG****ESTUDIANT/A:** Marc Porti Suárez**Núm. Identificatiu** 39391954-S**GRAU EN:** Enginyeria elèctrica**DIRECTOR/A DEL TFG:** Joan Bergas Jané**BREU RESUM DEL TFG (màxim 500 paraules):**

L'abaratiment dels costos del motor d'inducció, juntament amb el descens del preu de l'electrònica, han afavorit la substitució dels motors de corrent contínua per aquest tipus de motor. El motor de corrent contínua suposa una despesa major en manteniment, mentre que el motor d'inducció necessita una bona regulació per tal de poder dur a terme les aplicacions que fins al moment, requerien un motor de corrent contínua.

En aquest treball de fi de grau, s'han estudiat dos mètodes molt utilitzats per a controlar motors d'inducció trifàsics. Principalment, el treball està dividit en dues parts. Una part teòrica, on s'explica els motius i el funcionament dels mètodes de control, així com la forma per a poder implementar-los. Mentre que l'altra part, permet veure mitjançant simulacions el comportament resultant del procés de regulació, assolint l'objectiu de aconseguir un comportament específic dels motors de corrent alterna. Addicionalment, també s'expliquen conceptes bàsics addicionals amb l'objectiu de comprendre el funcionament dels diferents mètodes.

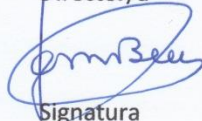
En conjunt, el treball vol aconseguir una base per a una implementació digital d'aquests mètodes. Podent doncs traslladar les simulacions en un entorn real.

PARAULES CLAU (entre 2 i 5):

Motor, inducció, control, escalar, vectorial

AUTORITZO A PUBLICAR EL TREBALL A UPCommons:☒ Sí☐ No

Director/a



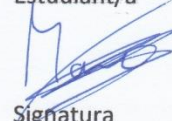
Signatura

Co-director/a

(si s'escau)

Signatura

Estudiant/a



Signatura

Data lliurament : 26/06/2013

Lliurar a la secretaria: 1 còpia en paper de la memòria del TFG.

4 còpies en versió digital (CD o DVD) de la memòria del TFG

2 Exemplars: Secretaria de l'Escola / Estudiant/a

* Normativa Transitòria fins que l'aplicatiu PRISMA permeti la gestió telemàtica del TFG

(Document aprovat per la Comissió Permanent de 5 de juliol de 2012, i per la Junta de Centre de 12 de juliol de 2012)